

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

JOSÉ CLAUDIO VIANNA JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE QUADROTOR PARA
APLICAÇÃO EM AGRICULTURA DE PRECISÃO**

CURITIBA 2014

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

JOSÉ CLAUDIO VIANNA JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE QUADROTOR PARA
APLICAÇÃO EM AGRICULTURA DE PRECISÃO**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Marlio José do Couto Bonfim

Co-Orientador: Prof. Dr. Gideon Villar Leandro

CURITIBA 2014

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer aos Professores Marlio Bonfim e Gideon Villar por conceder a oportunidade de participar do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, por todo o tempo gasto me ajudando, apoiando e sempre ensinando durante todas as etapas do projeto, além de passar conhecimentos importantes para ultrapassar desafios encontrados no decorrer do projeto.

Agradeço também ao colega de intercâmbio Alexandre Maréchal que contribuiu com o desenvolvimento do projeto.

Ao colega Fabio Hamilton, que por meio de Iniciação Científica Voluntária veio também a contribuir com o projeto.

Ao aluno Wesley Becker que, por meio de Iniciação Científica Voluntária, contribuiu nas etapas finais e decisivas do projeto.

A todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, que tive o prazer de assistir a aulas ou discutir diversas dúvidas referentes ao projeto ou até mesmo curiosidades.

Por último, mas não menos importante, agradeço aos meus familiares e amigos, que me acompanharam durante todas as etapas do programa, e contribuíram em muitas delas, mesmo nos momentos de mau humor.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	8
LISTA DE TABELAS	12
LISTA DE SIGLAS.....	14
LISTA DE SÍMBOLOS	16
1. INTRODUÇÃO	11
1.1. Motivação.....	12
1.2. Objetivos	13
1.3. Estrutura da dissertação	13
1.4. O Quadrirrotor	14
1.5. Estado da arte.....	15
1.6. Conceitos gerais de funcionamento	16
2. DESENVOLVIMENTO DO PROTOTIPO	19
2.1. Estrutura mecânica	19
2.2. Motores e Hélices	23
2.3. Unidade de processamento	26
2.4. Sensores.....	27
2.5. Bateria.....	30
2.6. Estimativas de custos	31
2.7. Plataforma de aquisição de dados dos motores	33
3. IDENTIFICAÇÃO E CONTROLE	35
3.1. Identificação da dinâmica dos motores	35
3.1.1. Balanceamento das hélices	38
3.2. Identificação da dinâmica do VANT	40
3.3. Parâmetros da hélice	41
3.4. Modelo do conjunto ESC-Motor-Hélice	42
3.5. Modelagem da estrutura completa do VANT	44
3.6. Controle	51
3.7. Controlador PID convencional	51

3.7.1.	Sintonia do controlador PID	55
4.	PROCESSAMENTO DOS SINAIS DOS SENSORES	59
4.1.	Ângulos de arfagem e rolagem através do acelerômetro.....	60
4.2.	O <i>offset</i> do magnetômetro	61
4.3.	Determinação angular através do giroscópio.....	64
4.4.	Comparação entre o acelerômetro e o giroscópio	65
4.5.	Fusão dos sensores.....	66
4.5.1.	Filtro complementar	67
4.5.2.	Filtro de Kalman.....	68
4.5.3.	Implementação dos filtros	69
4.6.	Posicionamento	71
4.6.1.	Posicionamento com acelerômetro.....	71
4.6.1.1.	Rotação	72
4.6.2.	Integrações	73
4.6.3.	Posicionamento com GPS	74
4.6.3.1.	Norma NMEA.....	74
4.6.3.2.	Posicionamento	76
4.6.4.	Fusão acelerômetro e GPS	77
4.6.5.	Altitude com sensor de pressão.....	77
4.7.	Soluções de software.....	78
5.	RESULTADOS.....	83
5.1.	Ajuste do Filtro Complementar.....	83
5.2.	Resultados do balanceamento das hélices.....	87
5.3.	Resultados das simulações	89
5.4.	Resultados experimentais.....	96
	CONCLUSÕES	107
	REFERÊNCIAS.....	109
	ANEXO A – CALCULO DOS ÂNGULOS DO QUADRIRROTOR.....	113
	ANEXO B – FILTRO COMPLEMENTAR.....	119
	ANEXO C – FILTRO DE KALMAN.....	121
	ANEXO D – COORDENADAS GEOGRAFICAS ECEF E NED.....	127

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Princípio de funcionamento de um quadrrrotor	17
Figura 1.2 - Exemplos de movimentação de um quadrrrotor.....	18
Figura 2.1 - Diagrama em blocos da arquitetura geral do quadrrrotor	20
Figura 2.2 - Estrutura física construída para o protótipo	22
Figura 2.3 - Motor <i>brushless</i> modelo BMA2826-13	24
Figura 2.4 - Módulo ESC utilizado para controle dos motores <i>brushless</i>	25
Figura 2.5 - Hélices EPP-1045	25
Figura 2.6 - Placa de desenvolvimento Mbed	27
Figura 2.7 - Esquemático de ligação dos sensores inerciais, do módulo GPS e do módulo Bluetooth	30
Figura 2.8 - Sistema de caracterização dos motores	33
Figura 3.1 - Componentes do sistema de caracterização	36
Figura 3.2 - Diagrama de blocos do sistema de caracterização dos motores ..	37
Figura 3.3 - Gráfico do Empuxo em função do tempo obtido pelo sistema de caracterização dos motores, o valor do PWM neste caso foi variado de 20% a 60%	38
Figura 3.4 - Monitoramento do perfil de vibração de uma hélice não balanceada, o sinal harmônico corresponde às oscilações lidas pela célula de carga e a onda quadrada ao sinal do par ótico (LED e fototransistor)	39
Figura 3.5 - Relação entre velocidade de rotação e empuxo da hélice.....	42
Figura 3.6 - Comparação entre os dados experimentais e o modelo estimado	43
Figura 3.7 - Comparação entre os dados experimentais e a simulação do modelo calculado, descrito pela equação (3.3), em resposta a uma excitação degrau	45
Figura 3.8 - Esquemático de representação da altura do modelo do VANT	47
Figura 3.9 - Representação do diagrama do sistema em malha fechada da equação da altura do VANT	48
Figura 3.10 - Momentos angulares gerados por cada motor do modelo do VANT e momento angular resultante da estrutura do VANT.....	49
Figura 3.11 - Diagrama em blocos de um controlador PID	52
Figura 3.12 - Diagrama em blocos da estrutura do controlador PID	53

Figura 3.13 - Diagrama em blocos dos controladores PID implementados no projeto	54
Figura 4.1 - Ilustração dos ângulos de Tait-Bryan.....	60
Figura 4.2 - Representação da aceleração medida na estrutura do quadrrrotor	61
Figura 4.3 - Representação das componentes do campo magnético terrestre relacionadas ao referencial do quadrrrotor	62
Figura 4.4 - Demonstração do offset causado pela PCB	63
Figura 4.5 - Comparação entre o cálculo do ângulo pelo acelerômetro e pelo giroscópio.....	65
Figura 4.6 - Esquemático do filtro complementar de primeira ordem	67
Figura 4.7 - Comparação dos filtros em resposta a um degrau. (amostragem de 50Hz e ângulo em graus)	69
Figura 4.8 - Comparação dos filtros em resposta a movimentos em linha no mesmo eixo e sem rotação	70
Figura 4.9 - Aceleração medida segundo o eixo do quadrrrotor antes e depois de ter aplicado (4.12) e (4.13)	72
Figura 4.10 - Determinação da velocidade e da posição com a aceleração	74
Figura 4.11 - Exemplificação dos dados recebidos pela mensagem GPGGA..	75
Figura 4.12 - Testes com o GPS em campo aberto	76
Figura 4.13 - Altitude em função da pressão (curva teórica em azul, linearização em preto).....	78
Figura 4.14 - Os diferentes objetos do programa	79
Figura 4.15 - Organograma simplificado do programa	80
Figura 5.1 - Gráfico dos ângulos dos movimentos de arfagem (em azul) e rolagem (em vermelho) com filtro complementar mal calibrado, observando assim o decaimento das medidas muito após o pico inicial	84
Figura 5.2 - Gráfico dos movimentos de arfagem (em azul) e rolagem (em vermelho) para um degrau aplicado manualmente e com os motores desligados, contendo decaimento dos ângulos mesmo quando não há variação	85
Figura 5.3 - Desenho explicativo do problema de má calibração do Filtro Complementar.....	86

Figura 5.4 – Gráfico da variação do ângulo, a partir de um degrau manual com os motores desligados, dos movimentos de arfagem (em azul) e rolagem (em vermelho) após ajuste dos ganhos do filtro complementar, com variação mínima nas medidas	87
Figura 5.5 - Gráfico do valor RMS das oscilações versus o comprimento de fita adesiva aplicado para o regime de ressonância	88
Figura 5.6 - Gráfico do sinal harmônico corresponde às oscilações lidas pela célula de carga e a onda quadrada ao sinal do par ótico (LED e fototransistor) proveniente do osciloscópio	89
Figura 5.7 - Modelo do quadrirrotor do Matlab	90
Figura 5.8 - Simulação no Matlab do modelo identificado (linha contínua em azul) para os movimentos de arfagem (a) e rolagem (b) em função do tempo, dado um sinal <i>set-point</i> de referência (linha pontilhada preta)	92
Figura 5.9 - Simulação no Matlab do modelo identificado (linha contínua em azul) para o movimentos de arfagem com a adição de uma perturbação (linha contínua em vermelho) em função do tempo, dado um sinal <i>set-point</i> de referência constante(linha pontilhada preta)	94
Figura 5.10 - Simulação no Matlab do modelo identificado (linha contínua em azul) para o movimentos de arfagem com a adição de três perturbações seguidas (linha contínua em vermelho) em função do tempo, dado um sinal <i>set-point</i> de referência constante(linha pontilhada preta)	95
Figura 5.11 - Modelo fixo em plataforma de testes permitindo apenas o movimento de arfagem.....	97
Figura 5.12 - Modelo fixo em plataforma de testes permitindo movimentos de arfagem e rolagem	98
Figura 5.13 - Diagrama de classes do programa de testes.....	99
Figura 5.14 - Resultados experimentais do VANT (linha contínua em vermelho) para os movimentos de arfagem (a) e rolagem (b) em função do tempo, dado um sinal <i>set-point</i> de referência (linha pontilhada preta)	100
Figura 5.15 - Configuração do módulo ultrassom no protótipo.....	101
Figura 5.16 - Gráfico dos valores lidos pelo acelerômetro, (a) são os valores não selecionados (dados experimentais), e (b) os valores selecionados aplicando-se o delta de 10 cm (dados selecionados).....	102

Figura 5.17 - Plataforma de testes com arames de aço fixos na base da estrutura e no teto, passando por pequenos furos na estrutura do VANT, permitindo os movimentos de arfagem e rolagem em conjunto com a altura e com o movimento de guinada fixo.....	103
Figura 5.18 - Gráficos da altura (a), apresentando os dados da altura em vermelho e o valor de <i>set point</i> em preto, e do controle (b)	104
Figura 5.19 - Gráfico do movimento de guinada com controle sendo representado pela linha em azul e com <i>set-point</i> sendo representado pela linha em preto	105

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Algumas vantagens e desvantagens de quadrirrotores	15
Tabela 2.1 - Componentes básicos de um quadrirrotor autônomo.....	21
Tabela 2.2 - Parâmetros das peças que compõem a estrutura física	23
Tabela 2.3 - Principais características do microcontrolador NXP LPC1768	26
Tabela 2.4 - Sensores inerciais	28
Tabela 2.5 - Relação entre componentes e custos adicionais ao projeto	32
Tabela 4.1 - Velocidade de execução de diferentes rotinas em função da frequência do bus I2C	81
Tabela 5.1 - Ganhos encontrados para o controlador PID	93

LISTA DE SIGLAS

Sigla	Significado
A	Ampère
ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
bps	Bits por Segundo (<i>Bits per Second</i>)
c2d	Sistema dinâmico de tempo contínuo para tempo discreto (<i>continuous-time dynamic system to discrete time</i>)
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
DMIPS	Milhões de Instruções Por Segundo Dhrystone (<i>Dhrystone Million Instructions per Second</i>)
DSP	Processamento Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
ESC	Controlador de Velocidade Eletrônico (<i>Electronic Speed Controller</i>)
GPS	Sistema de Posicionamento Global (<i>Global Positioning System</i>)
IAE	Integral do Erro Absoluto (<i>Integral Absolute Error</i>)
IMU	Unidade de Medidas Inerciais (<i>Inertial Measurement Unit</i>)
ITAE	Integral do Erro Absoluto Multiplicado pelo Tempo (<i>Integral Time-weighted Absolute Error</i>)
I ² C	Entre Circuitos Integrados (<i>Inter Integrated Circuit</i>)
MVANT	Micro Veículo Aéreo Não Tripulado
NED	<i>North East Down</i>
NMEA	<i>National Marine Electronics Association</i>
NMEA 0183	Norma de especificações de dados para comunicação de dispositivos eletrônicos de navegação
PCB	Placa de Circuito Impresso (<i>Printed Circuit Board</i>)

PID	Proporcinal, Integral e Derivativo
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RPM	Rotações por Minuto
RPS	Rotações por Segundo
SPI	Interface Periférica Serial (<i>Serial Peripheral Interface</i>)
VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado
VTOL	Decolagem e Aterrisagem Vertical (<i>Vertical Take-Off and Landing</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Unidade	Significado
C_T		Coeficiente de empuxo da hélice
D	m	Diâmetro da hélice
n	s^{-1}	Revoluções por segundo
P_0	hPa	Pressão atmosférica
P	hPa	Pressão medida
T	N	Empuxo da hélice medido para determinada rotação
x	m	Posição linear em relação ao eixo X
y	m	Posição linear em relação ao eixo Y
z	m	Posição linear em relação ao eixo Z
θ	rad	Ângulo de rolagem
φ	rad	Ângulo de arfagem
ψ	rad	Ângulo de guinada
$\dot{\theta}_{xyz}$	rad	Velocidade de rotação em torno do eixo X
$\dot{\varphi}_{xyz}$	rad	Velocidade de rotação em torno do eixo Y
$\dot{\psi}_{xyz}$	rad	Velocidade de rotação em torno do eixo Z
ω_n	Hz	Frequência natural do sistema
∂		Coeficiente de amortecimento
ρ	$kg\ m^{-3}$	Densidades do ar
Ω_1	$rad\ s^{-1}$	Velocidade angular da hélice frontal
Ω_2	$rad\ s^{-1}$	Velocidade angular da hélice da direita
Ω_3	$rad\ s^{-1}$	Velocidade angular da hélice traseira

Ω_4

$rad\ s^{-1}$

Velocidade angular da hélice da esquerda

RESUMO

Este trabalho descreve todas as etapas realizadas no desenvolvimento de um veículo aéreo não tripulado do tipo quadricóptero, destinado à captura de imagens e vídeos aéreos em alta definição, bem como apresenta dados detalhados sobre resultados de testes do modelo em ambiente controlado. Como a estrutura do modelo foi desenvolvida em um projeto anterior foram identificados pontos de melhoria que foram alterados na estrutura física, apresentando melhoras no desempenho do veículo. Na etapa de identificação do modelo, são descritos os métodos utilizados para identificar os elementos do veículo como parâmetros das hélices, modelagem matemática do conjunto ESC-Motor-Hélice e modelagem da estrutura completa do quadricóptero. Após esta etapa, é descrito o controle e estabilização do modelo, que utilizou controladores PID, controlando a velocidade dos quatro motores da estrutura de forma independente. Para a sintonia desses controladores foi utilizada a metodologia de alocação de polo, seguida de simulações em ambiente MATLAB, baseadas nos modelos obtidos na etapa de identificação. Por último são mostrados métodos e resultados utilizados para filtrar ruídos mecânicos provenientes da estrutura física, ocasionados principalmente pelo conjunto motor-hélice, assim como resultados obtidos com as simulações. As simulações foram validadas com medidas experimentais no protótipo do quadricóptero, levando a resultados satisfatórios.

Palavras-chave: VANT, quadricóptero, controlador PID, estabilização VANT.

ABSTRACT

This work describes all the steps performed in the development of an unmanned aerial vehicle of the type quadcopter, intended for capturing aerial images and videos in high definition and presents detailed data about results of model tests in a controlled environment. As the model structure was made in a previous project, improvement points were identified that have changed the physical structure, showing improvements in the vehicle performance. In the model identification step, we describe the methods used to identify the vehicle elements such as the propellers parameters, mathematical modeling of the whole ESC-Motor-Propeller and modeling of the complete structure of the quadcopter. After this step, it is described the control and stabilization of the model, which used PID controllers, controlling the speed of the four engines of the structure independently. For tuning these controllers the allocation pole methodology was used, followed by simulations in MATLAB environment, based on the models obtained in the identification step. Finally methods and results used to filter mechanical noise from the physical infrastructure, mainly caused by motor-propeller assembly, are shown as well as results obtained from the simulations. The simulations were validated by experimental measurements in the quadcopter prototype, leading to satisfactory results.

Keywords: UAV, quadcopter, PID controller, UAV stabilization.

1. INTRODUÇÃO

Um Veículo Aéreo Não Tripulado (VANT) é uma aeronave que não necessita de pilotos ou tripulação para realizar voos ou ainda, é definida por uma aeronave que é capaz de voar de forma autônoma, operando em uma vasta gama de missões em que podem ser controladas a partir de um computador localizado em terra. Projetada para operar em situações de risco, como regiões hostis ou de difícil acesso, esse tipo de aeronave vem ganhando espaço no cenário civil, devido à diversidade dos tipos de VANTs e o custo dos modelos atuais.

Existe um mercado que está emergindo a partir de aplicações e serviços potenciais que podem ser oferecidos pelos VANTs. Mais precisamente, os VANTs podem ser aplicados nas chamadas missões "*D-Cube*", ou seja, as missões identificadas como perigosas, sujas, ou maçantes. Há um vasto leque de cenários para aplicações civis em que essas aeronaves podem ser aplicadas como, por exemplo, pesquisa ambiental remota, avaliação e monitoramento de poluição, gestão de combate a incêndio, segurança, monitoramento de fronteiras, aplicações agrícolas, oceanografia e aplicações de pesca. Estas aplicações podem ser divididas em quatro grandes grupos: aplicações ambientais, aplicações de segurança e de emergência, aplicações de comunicação e aplicações de monitoramento (Pastor, Lopes, & Royo, 2007).

Em helicópteros convencionais, a sustentação da estrutura física é provida por um único rotor, localizado no centro de massa da aeronave, cujo torque de reação é anulado pelo rotor de calda, ou também chamado de rotor secundário. Existem também outras topologias que utilizam o mesmo princípio dos helicópteros. Essas topologias possuem a forma de plataforma, onde a sua força de sustentação é dividida em três ou mais rotores de mesma potência e de forma que o torque de reação de um motor seja cancelado por outro e não possuem rotor de cauda. Isto permite que a aeronave realize as mesmas manobras que um helicóptero convencional, controlando apenas a velocidade de cada rotor de forma independente. Com isso, mecanismos complexos de ajuste de ângulo de incidência das pás de um rotor, como o passo coletivo e

passo cíclico usados, que são necessários a um helicóptero convencional, não se fazem necessários a estes veículos multirotores (Secchin , 2010).

Quando o VANT está pairando em um só lugar, o seu estado de movimento está em equilíbrio e todas as forças que atuam sobre o modelo se anulam. Desconsiderando qualquer força que exerce movimento lateralmente, como torque das hélices e fluxo do ar, as forças que atuam sobre a aeronave são a gravidade, puxando-o para baixo, e o empuxo dos motores, empurrando-o para cima. A fim de pairar sem ganhar ou perder altitude, o empuxo dos motores deve ser igual à força da gravidade. Isto significa que, por exemplo um modelo que pesa 1000 gramas, necessita que seus motores e hélices forneçam exatamente 1000 gramas de empuxo para cima para manter o modelo pairando. A movimentação da aeronave é realizada criando forças adicionais na estrutura, através dos motores, resultando em acelerações em diferentes pontos, realizando movimentos curvilíneos para manobras ou lineares para deslocamento (Draganfly Innovations Inc., 2014).

1.1. Motivação

Como mostrado anteriormente, existem vários cenários de aplicações para um VANT. Esses equipamentos comercializados que baseiam-se em sistemas de missões, realizando uma trajetória definida pelo operador e voltando a sua origem, são geralmente importados e apresentam custos elevados, acima de \$10.000,00 a solução completa, com o veículo e estação em terra para definição da missão e controle remoto da aeronave caso necessário.

O desenvolvimento de um controle estável baseado em um protótipo de baixo custo proporcionará maior conhecimento da tecnologia e a possibilidade de pesquisa de outros cenários que utilizem o VANT.

1.2. Objetivos

Na literatura, o termo atitude serve para designar a medida dos ângulos de rolagem (movimento em torno do eixo x), arfagem (movimento em torno do eixo y) e guinada (movimento em torno do eixo z) de uma aeronave em função de um referencial inercial. O objetivo desse trabalho é desenvolver o controle de estabilização para os movimentos de atitude, assim como o controle de altura, de um quadricóptero, utilizando controlador PID. Toda a aquisição das medidas dos ângulos é proveniente de sensores inerciais sendo necessária a implementação de filtros, para reduzir o ruído mecânico dos motores que afetam as medidas dos sensores.

Os itens abordados para atingir os resultados esperados serão:

- Aprimorar a plataforma de caracterização dos motores, possibilitando o balanceamento dos motores
- Aplicar método de filtragem e fusão nos sensores
- Realizar a identificação da dinâmica do protótipo para simulações
- Validar em ambiente simulado e real os controladores calculados através da construção de um software embarcado para o VANT
- Obter o posicionamento do protótipo utilizando sensor GPS

1.3. Estrutura da dissertação

No segundo capítulo é apresentado o veículo aéreo quadricóptero com uma explicação generalizada de seu funcionamento, o atual estado da arte do veículo e uma breve justificativa da escolha desse tipo de aeronave. Por seguinte é mostrado o protótipo desenvolvido, com sua estrutura física, hélices, motores, sistemas eletrônicos embarcados, sensores, etc. Ainda nesse capítulo é apresentada a plataforma de aquisições de dados desenvolvida para identificação de parâmetros e balanceamento dos motores. No quarto capítulo é demonstrada a modelagem matemática das dinâmicas do quadricóptero, é realizada a identificação dos parâmetros da aeronave, são apresentados os sistemas de controle propostos para o projeto e são demonstrados os métodos utilizados nas simulações realizadas, baseados no modelo matemático

apresentado nesse capítulo, para ajustes de parâmetros dos sistemas de controles utilizados no projeto. No quinto capítulo são apresentados os métodos para cálculos dos ângulos, os filtros aplicados aos sensores para melhoria das medidas, e estudos com o GPS. No sexto capítulo são apresentados os resultados obtidos nas simulações para os dois sistemas de controles propostos e os resultados práticos dos métodos de redução dos ruídos mecânicos provocados pelo conjunto motor-hélice. Ao final da dissertação são discutidas as considerações finais do projeto, os erros e acertos, e as propostas para trabalhos futuros.

1.4. O Quadrirrotor

O quadrirrotor é uma aeronave derivada dos helicópteros do tipo VANT, também conhecido como *drone* (do inglês, zangão), que não necessita de pilotos, podendo ser controlado por controle remoto via rádio ou ser autônomo. Por ser mais pesado que o ar, possui como principal meio de propulsão rotores de empuxo vertical. Os modelos mais comuns utilizam quatro rotores, diferentemente dos helicópteros convencionais que geralmente utilizam um ou dois. Possui capacidade de decolagem e aterrissagem vertical (VTOL) e sua estrutura possui um formato em cruz com quatro rotores, cada um em uma das extremidades, e no centro da estrutura são embarcados os elementos necessários para o controle do veículo, além da fonte de energia. Esse modelo possui maior simplicidade mecânica frente aos helicópteros convencionais, pois a locomoção depende somente das velocidades de rotação individuais das hélices. Devido aos quatro rotores, o diâmetro das hélices pode ser menor, diminuindo a energia cinética e possibilitando que a aeronave alcance lugares de menor acessibilidade. Entretanto o quadrirrotor possui como principal desvantagem o alto consumo de energia que acaba comprometendo sua autonomia. Vantagens e desvantagens são citadas na Tabela 1.1, que possui uma lista não exaustiva de algumas comparações entre quadrirrotores e helicópteros (Costa, 2008).

Tabela 1.1 - Algumas vantagens e desvantagens de quadrrrotores

Vantagens	Desvantagens
Mecânica simplificada (hélices de pás fixas) Grande carga útil Efeitos giroscópios reduzidos Maior segurança para operar próximo a obstáculos Boa manobrabilidade	Grande tamanho e peso Grande consumo de energia Menor eficiência das hélices

1.5. Estado da arte

Este modelo de VANT é objeto de estudo em diversas instituições acadêmicas e comerciais. Dentre eles destacam-se (Bresciani, 2008) que desenvolveu um protótipo utilizando como técnica de controle o PID, embarcado em um sistema eletrônico processado por um microcontrolador ARM7; em (Domingues, 2009) foi desenvolvido um protótipo utilizando um controlador linear quadrático, embarcado em um sistema eletrônico Arduino processado por um microcontrolador ATmega328; em (Tayebi & McGilvray, 2006) foi utilizado um controlador PD; e em (Ahmad & Wang, 2008) a estratégia de controle incluiu a técnica de linearização de resposta exata, usando métodos geométricos de controle não linear. Há também outros trabalhos que não utilizam sensores inerciais integrados, como acelerômetros e giroscópios, e sim informações visuais, como câmeras fixas no ambiente e no próprio VANT, como em (Altug, Ostrowski, & Taylor, 2005). Ainda, (Achtelik, Zhang, Kühnlenz, & Buss, 2009) desenvolve o controle de um VANT com o auxílio de leds de alta potência presos nas hastes da aeronave, duas câmeras de baixa resolução e trabalhando junto, sensores inerciais de movimento, juntando assim dois conceitos que antes eram apresentados separadamente.

Os trabalhos da literatura aqui citados utilizam tais técnicas de controles devido à boa robustez que elas apresentam e em alguns casos devido também a limitação do poder de processamento dos sistemas eletrônicos utilizados. Neste trabalho optou-se pelo uso de um MVANT (Micro Veículo Aéreo Não Tripulado) de alto desempenho cujo gerenciamento e controle é efetuado por

uma plataforma de desenvolvimento MBED (Mbed, 2014), que utiliza um microcontrolador ARM M3-Cortex. Por ser um veículo com proporções pequenas (menos de 1 Kg), pode ser facilmente transportado, não necessitando de uma grande infraestrutura terrestre para realizar decolagens e aterrissagens verticais. A sua plataforma de desenvolvimento possibilita o uso de técnicas de controle que exigem um poder de processamento mais elevado. Tal capacidade de processamento, em teoria permitiria ao modelo realizar manobras com agilidade, ter uma melhor estabilidade, conseguindo manter-se pairado quando em voo. Estas características são fundamentais para a captura de imagens e vídeos aéreos em alta definição, podendo ter níveis de detalhamento muito superiores ao que é obtido por satélites ou aeronaves tripuladas, com um custo inferior.

O desenvolvimento dos quadrrrotores vem crescendo cada vez mais nos últimos anos. Esses veículos vêm aparecendo em diversas áreas, realizando as mais variadas tarefas. Segundo um artigo publicado na revista New Scientist (Marks, 2013), foi desenvolvido na Universidade da Pensilvânia um protótipo com uma garra, capaz de apanhar objetos em alta velocidade. Para o desenvolvimento desse protótipo foram estudados os movimentos de animais como a águia, para que o drone fosse capaz de pegar objetos com uma incrível precisão sem diminuir a velocidade.

1.6. Conceitos gerais de funcionamento

O protótipo desenvolvido neste trabalho possui o princípio de funcionamento como mostrado na Figura 1.1, onde as hélices adjacentes giram sempre em sentido contrário. Na figura, os motores 2 e 4 giram no sentido horário enquanto que os motores 1 e 3 no sentido anti-horário, eliminando assim a necessidade de um rotor de cauda para compensar o movimento angular gerado pelo princípio de ação e reação. Devido ao formato do quadrrrotor e da disposição das hélices na estrutura, é possível utilizar hélices que possuem ângulo de ataque fixo, não sendo necessária a variação desses ângulos, diferente de helicópteros convencionais que necessitam de uma

estrutura mecânica muito mais complexa para possibilitar a sua movimentação (Bouabdallah, 2007).

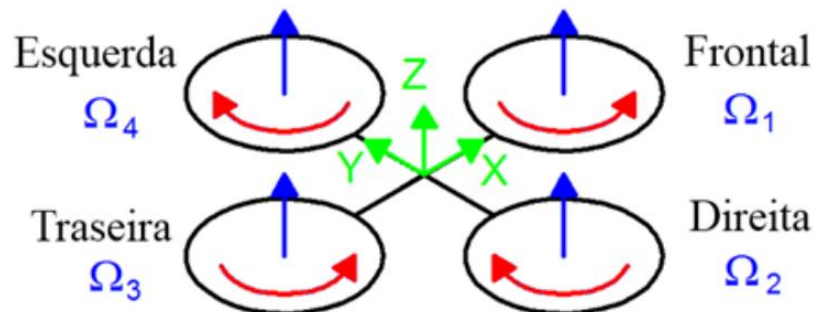


Figura 1.1 - Princípio de funcionamento de um quadricóptero
Fonte: (Paula, 2012)

Na Figura 1.2 é mostrado como as velocidades dos motores deverão ser modificadas para alcançar o movimento desejado. Para inclinar o quadricóptero em torno do eixo que passa pelos motores 1 e 3, fazendo-o se mover para a esquerda e para a direita (movimento denominado rolagem) basta alterar a rotação dos motores 4 e 2. Realizar o movimento de arfagem, ou seja, para frente e para trás, é feito de forma análoga com os motores 1 e 3. Aumentar a rotação de um par de motores que giram na mesma direção e diminuir a rotação do outro par provoca rotações em torno do eixo vertical, ou movimento de guinada. Dessa forma, rotores com hélices de pás fixas conseguem mover o quadricóptero em todas as direções sem necessidade de mudança do ângulo de ataque dessas hélices. Para realizar a movimentação vertical para o controle de altitude no modelo é aumentado ou diminuído simultaneamente a rotação das quatro hélices para subida ou descida respectivamente.

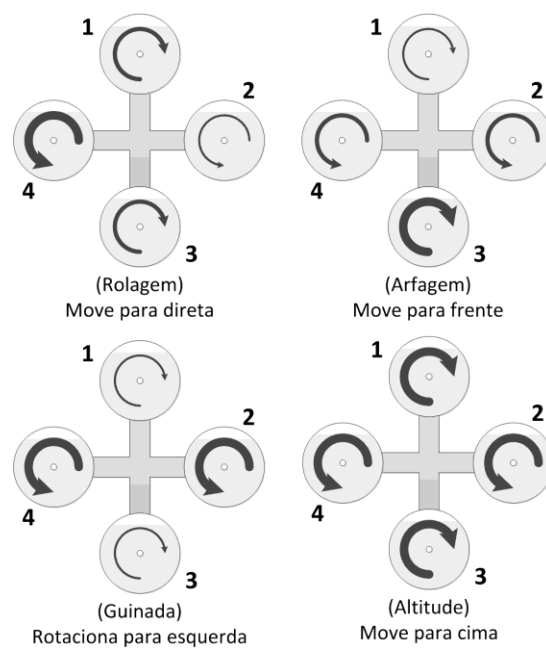


Figura 1.2 - Exemplos de movimentação de um quadrirrotor
 Fonte: (Paula, 2012)

2. DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO

O protótipo utilizado neste trabalho foi desenvolvido durante um projeto de mestrado anterior (Paula, 2012), sofrendo alterações e melhorias durante o desenvolvimento deste trabalho. Uma das principais tomadas de decisões foram referentes a dos sensores inerciais. Dentre os modelos estudados, os que apresentam melhor desempenho utilizam unidades de medidas inerciais (IMU) de alta qualidade (modelos MTi-G (Xsens, 2013), MT9-B (Xsens, 2013) e 3DMG-X1 (MicroStrain, 2013)). Essas unidades possuem um sistema integrado de sensores de alta qualidade eletromecânica (padrão militar) processado por microprocessadores DSP, rodando algoritmos de filtros, destinados a redução de ruídos externos. Assim essas unidades são capazes de uma captura de dados com mais precisão e menor ruído. Porém essas IMUs acabam encarecendo o custo final do protótipo. Optou-se então pela utilização de sensores inerciais individuais de baixo custo para o desenvolvimento de uma IMU própria. A principal solução para a melhoria dos dados capturados, com o objetivo da redução dos ruídos nas medidas, foi a utilização de algoritmos de filtragem e o balanceamento mecânico das hélices.

A unidade de processamento manteve-se a mesma utilizada em (Paula, 2012), salvo algumas modificações que serão detalhadas no decorrer do manuscrito. O microcontrolador utilizado neste trabalho possui alto desempenho, porém de custo moderado, possibilitando assim o uso de técnicas de controle que necessitam de um poder de processamento maior.

Levando estes fatores citados em consideração, neste capítulo é apresentado um detalhamento do protótipo desenvolvido por (Paula, 2012), inclusas as melhorias realizadas no protótipo durante o desenvolvimento do projeto. É também descrita a estrutura física, motores e hélices, unidade de processamento, sensores, bateria, etc.

2.1. Estrutura mecânica

A Figura 2.1 ilustra em diagramas de blocos a arquitetura geral do quadrrorotor desenvolvido, mostrando os principais componentes utilizados. As

setas azuis representam ligações físicas, a seta vermelha indica a ligação da alimentação elétrica e as setas pretas ligações lógicas. Todos os componentes dentro da forma pontilhada estão conectados à mesma linha de alimentação elétrica indicada pela seta vermelha.

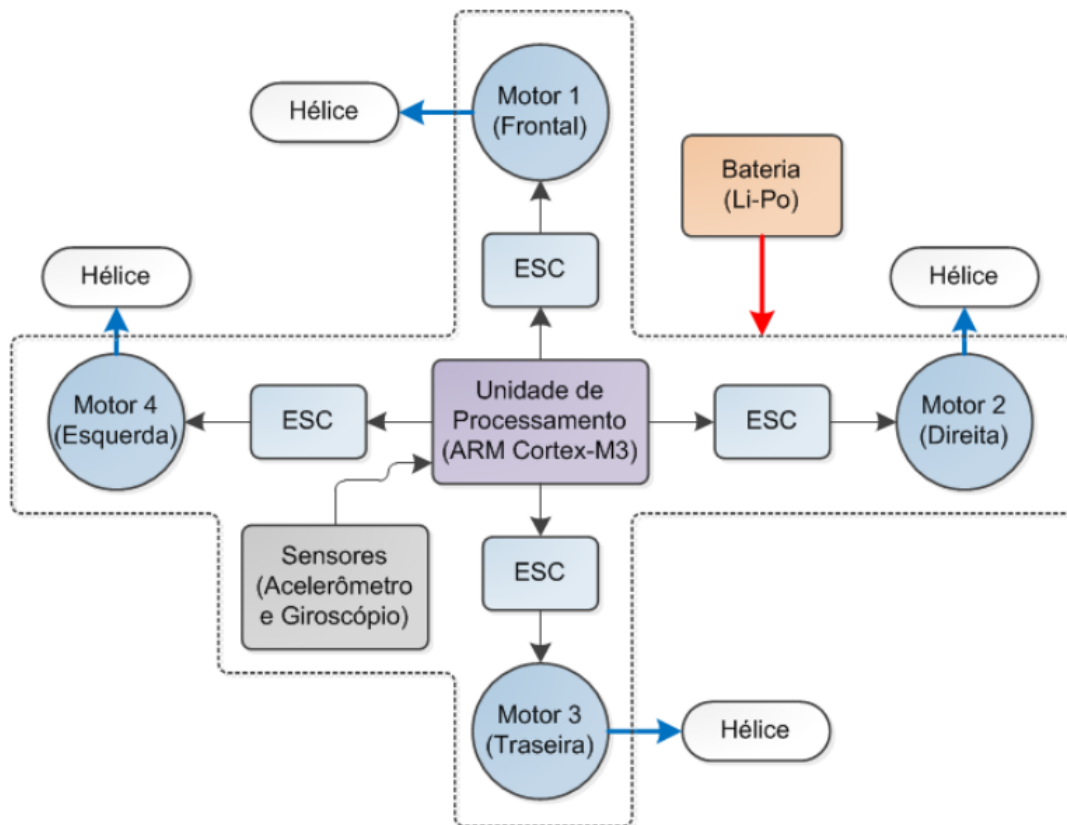


Figura 2.1 - Diagrama em blocos da arquitetura geral do quadricóptero
Fonte: (Paula, 2012)

A Tabela 2.1 contém uma listagem dos componentes necessários e uma breve descrição função de cada um no protótipo.

Tabela 2.1 - Componentes básicos de um quadricóptero autônomo

Componente	Características	Quantidade
Motores elétricos	Responsáveis por fornecer a velocidade de rotação para as hélices	4 unidades
Hélices em formato horário e anti-horário	Realizarão a sustentação da aeronave no ar	4 unidades
Controladores de velocidade (ESC)	Realiza o controle dos motores através de entradas PWM	4 unidades
Unidade de processamento	Receberá todos os dados dos sensores e comandará os motores para estabilização e movimentação do protótipo	1 unidade
Acelerômetro (3 eixos)	Mede aceleração linear, para cálculo do ângulo de inclinação em relação a terra	1 unidade
Giroscópio (3 eixos)	Mede a velocidade angular para determinação da posição angular do modelo em relação a uma posição inicial	1 unidade
Magnetômetro (3 eixos)	Mede o campo magnético da terra, servindo como referência no cálculo do ângulo do movimento de guinada	1 unidade
Barômetro	Mede a pressão atmosférica para estimativa na altitude do modelo	1 unidade
GPS (Global Positioning System)	Define a posição do modelo em um determinado espaço em coordenadas de latitude e longitude	1 unidade
Bateria de Li-Po (Lithium Polímero)	Possui 3 células (11,1 V) com quantidade de carga de 2200 mAh, responsável por alimentar todos os componentes do sistema	1 unidade

A estrutura física é o esqueleto da aeronave que suporta os demais componentes, e também um dos elementos que mais contribuem para o peso total do protótipo. Como o objetivo do projeto foi construir uma estrutura mais leve possível, para maximizar a capacidade de carga do veículo, alguns fatores foram levados em consideração. Basicamente a estrutura é composta por quatro braços de tubos de fibra de carbono em formato cilíndrico montados em cruz em um suporte central de material FR4¹. A Figura 2.2 mostra a estrutura montada, com os braços unidos ao suporte central.

¹ Fibra de vidro impregnada com epóxi em multicamadas, material utilizada para fabricação de placas de circuito impresso.

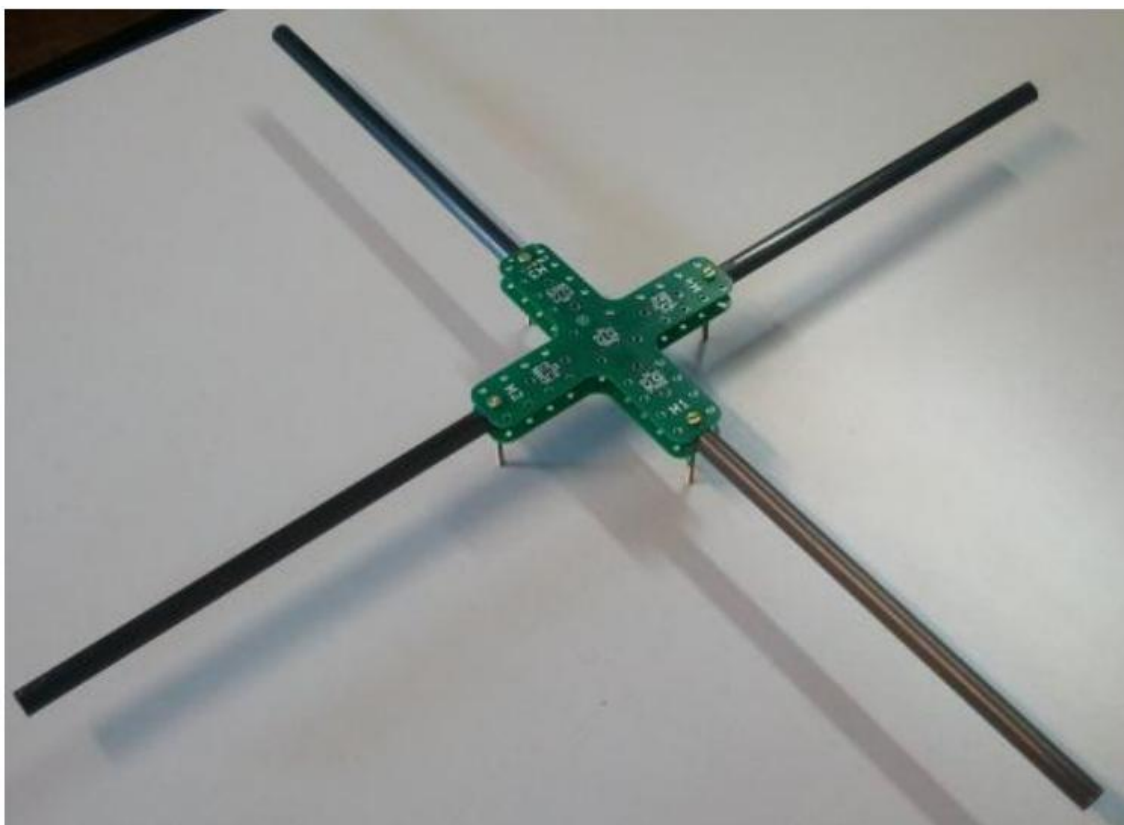


Figura 2.2 - Estrutura física construída para o protótipo
Fonte: (Paula, 2012)

As hastes de fibra de carbono possuem 10 mm de diâmetro com densidade de 0,41 g/cm. Elas demonstraram uma alta rigidez em relação a outros materiais, como o alumínio, mais do que suficiente para o projeto, além de um menor peso final. O suporte central foi construído com o material FR4 devido ao fácil acesso e resistência mecânica, além da possibilidade de construí-lo no formato desejado. O suporte central também é usado para efetuar a distribuição de energia a partir da bateria para os 4 motores. A Tabela 2.2 mostra as principais características e dimensões das partes presentes na estrutura física.

Tabela 2.2 - Parâmetros das peças que compõem a estrutura física

Partes	Características	Dimensões
Cada haste de carbono	Diâmetro	10 mm
	Comprimento	24 cm
	Peso	~10 g
Suporte central	Comprimento e largura	12 cm
	Espessura	3 mm
	Peso	17 g

2.2. Motores e Hélices

Os motores são os elementos responsáveis por fornecer a velocidade de rotação para as hélices. Foram descartados motores a combustão devido ao seu alto custo e dimensões e pesos elevados. Possuem tempo de resposta lento comparado a motores elétricos DC. Entre os motores DC existem dois modelos principais, os com escovas (*brushed*) e os sem escovas (*brushless*). Os motores *brushless* são mais caros, mas possuem vantagens como, melhor velocidade versus torque, alta resposta dinâmica, maior eficiência energética, maior durabilidade e ampla gama de possibilidades em tamanhos e configurações de potência e rotação (Yedamale, 2003). Os motores com escova são mais baratos e possui um sistema de controle simplificado, mas tem uma menor durabilidade e seus sistemas de escovas necessitam de manutenção constante. Devido as grandes vantagens do motor sem escovas, optou-se por esse modelo para o protótipo desse trabalho.

Utilizou-se no projeto o motor de modelo “BMA2826-13 *Brushless Outrunner Motor*” (Figura 2.3), que possui rotação equivalente a 1000 RPM/Volt e eficiência máxima de 80% pesando 47 g. Entretanto seu sistema de controle é mais complexo exigindo dessa maneira um módulo dedicado a essa tarefa, denominado de ESC (*Electronic Speed Controller*). Este módulo basicamente fornece uma sequência de pulsos de corrente às bobinas do motor de modo a

produzir um campo girante. O controle da velocidade e potência elétrica entregue ao motor é feito através da variação do *duty cycle* de um sinal PWM de entrada do ESC.

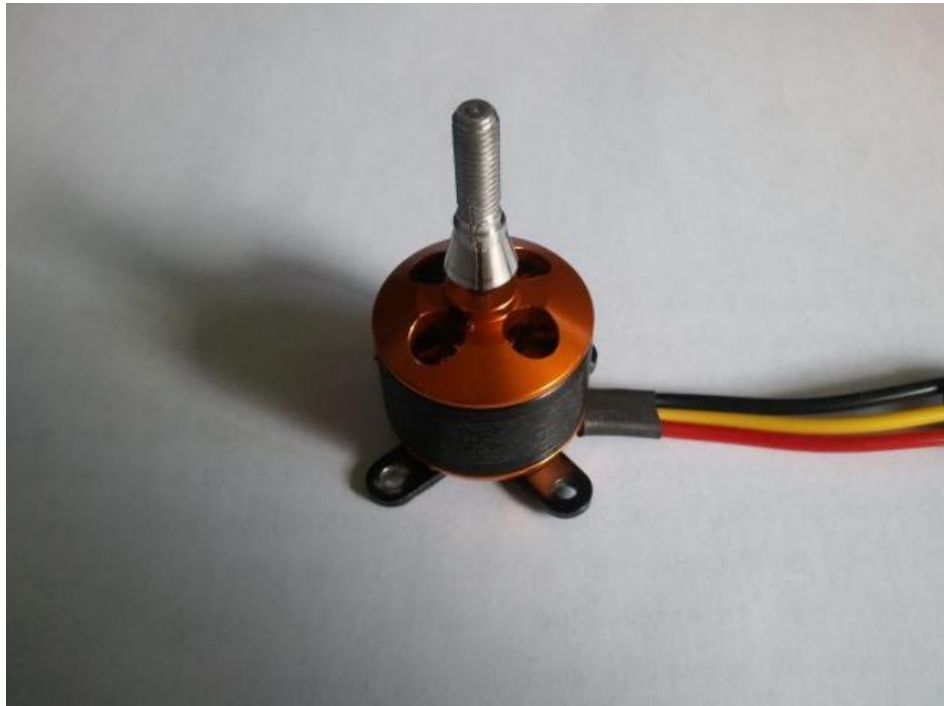


Figura 2.3 - Motor *brushless* modelo BMA2826-13
Fonte: (Paula, 2012)

O sistema dos controladores ESC para motores sem escovas basicamente consiste em gerar uma sequência de sinais para a rotação do motor trifásico. A grande maioria dos módulos ESC comerciais possuem um microprocessador de 8 bits (ATMEGA8), que realiza funções do controle da velocidade dos motores e também algumas funções especiais, como processo de frenagem e curva de aceleração. A resolução do modulador PWM que efetua o controle de velocidade de rotação é da ordem de 7 bits (0,8 %), com taxa de atualização de 50 Hz (Figura 2.4). Durante o desenvolvimento desta pesquisa, foi observado que a baixa resolução e taxa de atualização geravam instabilidades no controle. Desta forma o circuito elétrico dos módulos ESC foram alterados com o intuito de aumentar a resolução e a taxa de atualização.

Os valores obtidos após esta alteração resultaram em uma resolução do PWM de 11 bits (0,05 %) e uma taxa de atualização máxima de 12 kHz. A seção 2.7 detalhará como foi realizado o processo de caracterização dos motores, o que possibilitou verificar a baixa resolução dos controladores.



Figura 2.4 - Módulo ESC utilizado para controle dos motores *brushless*
Fonte: (Paula, 2012)

As hélices são elementos que realizam o empuxo no sentido contrário a força da gravidade a fim de superá-la para manter o quadricóptero voando. A hélice utilizada no projeto foi a EPP-1045, mostrada na Figura 2.5.



Figura 2.5 - Hélices EPP-1045
Fonte: (Paula, 2012)

Na seção 2.7 é apresentado um estudo onde, em conjunto com esta hélice, são extraídos dados dos motores, encontrando assim uma relação prática entre o controle de velocidade e o empuxo deste conjunto.

2.3. Unidade de processamento

A unidade de processamento é responsável pelo controle geral de aeronave. Ela realiza a leitura e processamento dos dados dos sensores, a execução dos algoritmos de controle e o acionamento dos motores. Além disso, na fase de testes do VANT, realiza a comunicação com o PC para aquisição dos dados através de uma interface sem fio. Dentre os microcontroladores pesquisados em (Paula, 2012), ainda o modelo que apresenta a melhor relação custo benefício é o NXP LPC1768 fabricado pela Philips (NXP Semiconductors, 2013). Este modelo possui como unidade de processamento (Core) um ARM Cortex-M3 com capacidade de processamento de até 120 DMIPS (Milhões de Instruções por Segundo Dhrystone²) (Mbed, 2014). Com essa capacidade de processamento abriu-se margem para a execução de algoritmos de controle que exigem alta capacidade de processamento. As demais características desse microcontrolador são apresentadas na Tabela 2.3

Tabela 2.3 - Principais características do microcontrolador NXP LPC1768

Arquitetura	32 bits
Memória Flash	512 Kb
Memória SRAM	64 Kb
Canais A/D	8 (12 bits)
Saídas PWM	6
Comunicação SPI / I2C / UART / USB	3 / 3 / 4 / 1

² Dhrystone é um programa de análise de desempenho para microprocessadores.

Para o desenvolvimento da unidade de processamento foi utilizado uma ferramenta chamada MBED (Figura 2.6), que fornece uma plataforma para o *hardware* dos microcontroladores, ferramentas, bibliotecas e recursos projetados para permitir a prototipagem rápida com estes microcontroladores. Após atualizado o *firmware*, a programação é realizada através da porta USB. O MBED oferece uma solução integrada para o ambiente de desenvolvimento, podendo ser web ou através de um *plugin* de desenvolvimento para o *eclipse*³, possibilitando ser utilizada localmente e sem a necessidade de internet. Todo o desenvolvimento para o *hardware* é através da linguagem padrão C/C++, assim como todas as bibliotecas de código que são embutidas na solução, auxiliando no desenvolvimento.



Figura 2.6 - Placa de desenvolvimento Mbed
Fonte: (Mbed, 2014)

2.4. Sensores

Os sensores inerciais, também conhecidos como IMU (Unidade de Medidas Inerciais) são elementos que medem velocidade, orientação e forças gravitacionais. Com estes sensores, comumente constituídos por acelerômetro,

³ IDE de desenvolvimento open source com suporte a várias linguagens, como Java, C/C++, PHP, entre outras.

giroscópio e magnetômetro, é possível calcular a posição, altitude e atitude de uma aeronave. Devido a baixa qualidade dos dados fornecidos por sensores com um baixo custo, escolhidos de forma a não encarecer o protótipo, foram estudadas alternativas para um melhoramento dos dados fornecidos. No projeto, foram utilizados sensores individuais e uma solução IMU integrada. Os sensores, com o número de eixos, marca e modelo, que foram utilizados no projeto, estão contidos na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 - Sensores inerciais

Sensor	Nº. de Eixos	Marca	Modelo
Acelerômetro	3	Bosch	BMA 180
Acelerômetro	3	Analog Devices	ADXL 345
Giroscópio	3	Invensense	ITG 3205
Giroscópio	3	ST	L3G4200D
Magnetômetro	3	Honeywell	BMC 5883L
Barômetro	1	Bosch	BMP 085

Os sensores inerciais estão integrados em circuito impresso e o acesso a eles é realizado via interface comunicação SPI (Interface Periférica Serial) ou I²C (Entre Circuitos Integrados). Ambas as comunicações utilizam o protocolo *master/slave*, onde a interface SPI seleciona qual dispositivo é ativado para realizar comunicação e possui um barramento de quatro pinos, enquanto a I²C requer apenas dois pinos de sinal, utilizando o protocolo de comunicação endereçável que permite o mestre se comunicar com os escravos individuais usando um endereço de 7 bits ou 10 bits (Patrick, 2013).

Ainda foi utilizado um módulo GPS, modelo LS23060 da Locosys, que possui comunicação serial com velocidade máxima de 10 Hz. Ele fornece dados referentes à posição atual em coordenadas de latitude e longitude, formatados de acordo com NMEA 0183 (NMEA, 2014).

A utilização da IMU fornece três ângulos de orientação proveniente da aeronave, ou seja, o ângulo de rolagem, arfagem e guinada, que são conhecidos também como ângulos de Tait-Bryan (Biedenharn & Louck, 1981), que é uma convenção na qual representam a orientação da aeronave em um sistema de três eixos de referência e zero grau representa a posição horizontal do modelo. O tratamento dos dados será realizado a partir dessas três informações e é chamado de fusão de sensores. Nas sessões seguintes serão demonstradas duas técnicas que foram aplicadas para tal tratamento, uma que utiliza apenas os dados provenientes dos sensores acelerômetro e giroscópio, e outra que necessita dos dados de todos os sensores citados anteriormente.

Para a captação dos dados a fim de realizar simulações e comparar o protótipo construído com o sistema gerado em ambiente simulado e sem a necessidade de fios para a transmissão dos dados, um módulo de comunicação Bluetooth (Extreme, Deal, 2013) foi integrado ao sistema, possibilitando o envio de dados a computador numa taxa de 115200 bps. Este módulo foi utilizado apenas em experimentos internos, limitado a uma distância de no máximo 10 metros entre o módulo Bluetooth e o computador. Um esquema de montagem completa dos componentes que constituem os sensores inerciais, incluindo o módulo GPS e o módulo Bluetooth é apresentada na Figura 2.7.

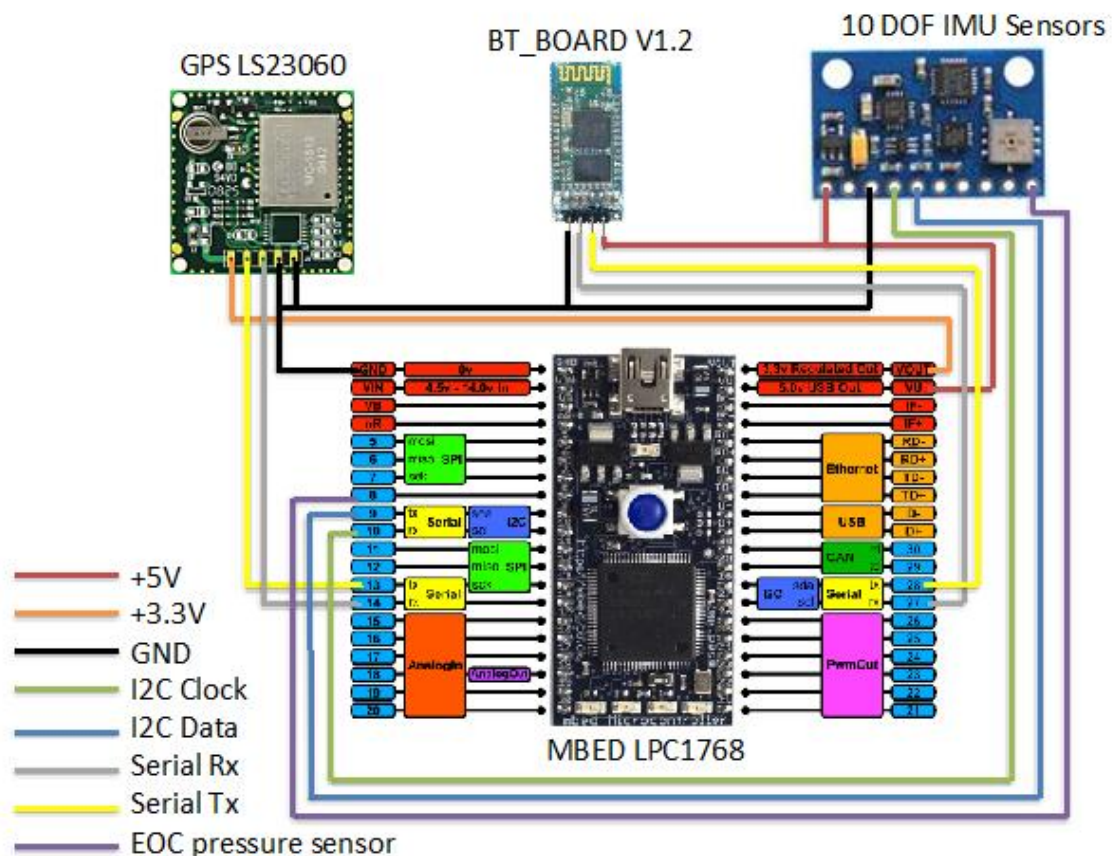


Figura 2.7 - Esquemático de ligação dos sensores inerciais, do módulo GPS e do módulo Bluetooth
Fonte: O autor (2014)

2.5. Bateria

A bateria de LiPo (Lithium-ion Polymer) foi a bateria escolhida para fornecer energia para o protótipo, pois são as que atualmente possuem a melhor relação energia/peso. O modelo utilizado no protótipo é da marca Turnigy, possui uma capacidade de 2200 mAh e uma tensão nominal de 11,1 V e pesa cerca de 200 g. Conforme testes realizados a autonomia do VANT em voo pairado com esta bateria é de aproximadamente 13 minutos.

2.6. Estimativas de custos

Por tratar-se de um projeto com custo relativamente baixo, levou-se apenas em consideração custos materiais. O custo de todos os componentes em dólares, desconsiderando custos de importação, é estimado em \$455 (Paula, 2012). Helimodelos de mesmo porte custam cerca de \$250 a \$600, mas esses modelos não realizam voos autônomos e não possuem câmeras para a aquisição de imagens. Os componentes adicionais ao projeto somam um total de \$110. O acelerômetro e o giroscópio foram substituídos por um módulo IMU com acelerômetro, giroscópio, magnetômetro e barômetro. Os componentes atualizados do projeto são encontrados na Tabela 2.5, somando um total de \$485. Esses componentes complementam métodos e melhorias em determinados parâmetros do projeto, como os ESC que foram adaptados e são explicados na sessão 2.2, e o módulo Bluetooth, adicionado para aquisição de dados, mencionado na sessão 2.4. Para efeito de comparação, um drone multi-rotor Naza-M com GPS, piloto automático e controle remoto, pode ser encontrado em diversos sites internacionais, um deles é o Amazon, com um custo atual de \$679,00 sem impostos de importação (Amazon, 2014).

Tabela 2.5 - Relação entre componentes e custos adicionais ao projeto

Componentes	Custos estimados (\$)
1 metro de tudo de carbono	\$30
4 conjuntos motor e ESC	\$100
4 hélices EPP1045	\$10
1 mbed	\$60
1 módulo GPS	\$60
1 módulo sonar	\$25
1 câmera digital HD	\$30
1 bateria Li-Po 2800 mAh	\$28
3 placas de FR4	\$30
1 carregador/Balanceador para baterias do tipo Li-Po para 2 e 3 células	\$15
4 ESCs para adaptação	\$45
1 módulo IMU com acelerômetro, giroscópio, magnetômetro e barômetro	\$40
1 módulo Bluetooth	\$10
Componentes diversos (parafusos, resistores, capacitores, soquetes, etc.)	\$5
Total	\$488

2.7. Plataforma de aquisição de dados dos motores

Em (Paula, 2012) foi desenvolvido uma plataforma de aquisição de dados para os motores. O principal objetivo foi o de estabelecer uma relação prática entre o controle de velocidade e o empuxo do conjunto ESC-Motor-Hélice. Neste projeto, uma nova plataforma para a aquisição dos dados dos motores foi construída, levando em consideração todos os pontos de melhorias do anterior. A base, antes construída em madeira, foi construída em metal, de maneira a ser menos suscetível a vibrações e ruídos provenientes dos movimentos mecânicos dos motores, melhorando a fixação dos componentes e dos motores na base. O circuito que realiza a coleta dos dados dos sensores também foi melhorado, construído em forma de *shield* (módulo de extensão) para ser acoplado sobre a placa de desenvolvimento MSP430, que por sua vez realiza a rotina de coleta de dados dos sensores e os envia para o computador através de uma conexão USB. A plataforma montada pode ser vista na Figura 2.8.

As medidas realizadas pelo circuito são transferidas para um computador, onde são tratadas e analisadas. A análise dos dados resulta em uma curva ou reta corrigida que são utilizados na programação do VANT de modo que correções durante o vôo possam ser feitas com maior segurança e efetividade. Mais informações sobre a plataforma e o processo de aquisição de dados serão descritos na seção 3.1.

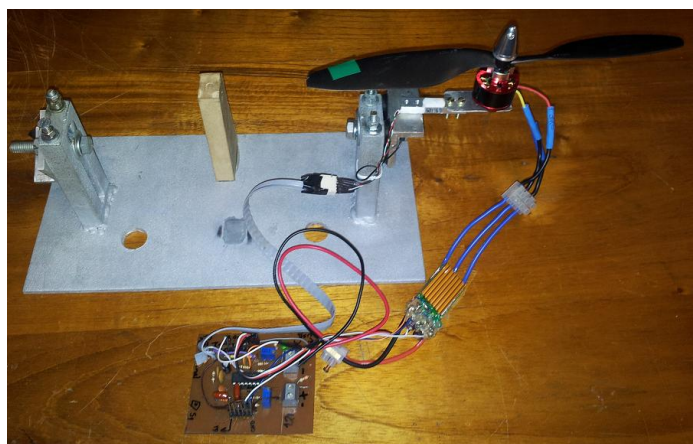


Figura 2.8 - Sistema de caracterização dos motores
Fonte: O autor (2014)

3. IDENTIFICAÇÃO E CONTROLE

Para construir um controle para o modelo de quadrirrotor utilizado na pesquisa, é necessário realizar a identificação de todos os componentes que possuem influência sobre o quadrirrotor. As principais relações físicas e matemáticas a serem identificadas são a dinâmica dos motores, a dinâmica do VANT e os parâmetros das hélices. Este capítulo descreve essas etapas de identificação, assim como a modelagem do conjunto ESC-Motor-Hélice e a modelagem da estrutura completa do VANT. Todas essas etapas são essenciais para o entendimento do comportamento da aeronave de acordo com as entradas fornecidas. Com este modelo é possível construir um controlador para o quadrirrotor. O capítulo também descreve a implementação do controlador, assim como o método utilizado para sintonizar os parâmetros do controle empregado no VANT.

3.1. Identificação da dinâmica dos motores

Para o processo de identificação dos motores, que inclui o entendimento do funcionamento do conjunto ESC-Motor-Hélice, foi utilizado o sistema da seção 2.7. Na Figura 3.1, o motor com hélice é fixado no braço do extensômetro que, por sua vez, está fixo na base metálica. O motor é alimentado através das três fases fornecidas pelo ESC que é controlado pelo MSP430. O circuito de caracterização está conectado ao extensômetro⁴, por um cabo do tipo *flat*, ao ESC pelas vias de alimentação e ao MSP430 pelos pinos de extensão. A informação de velocidade de rotação é obtida através de sinais contidos no próprio ESC, não sendo necessária a utilização de um sensor de velocidade adicional.

⁴ Resistor variável capaz de converter deformação em uma alteração na sua resistência

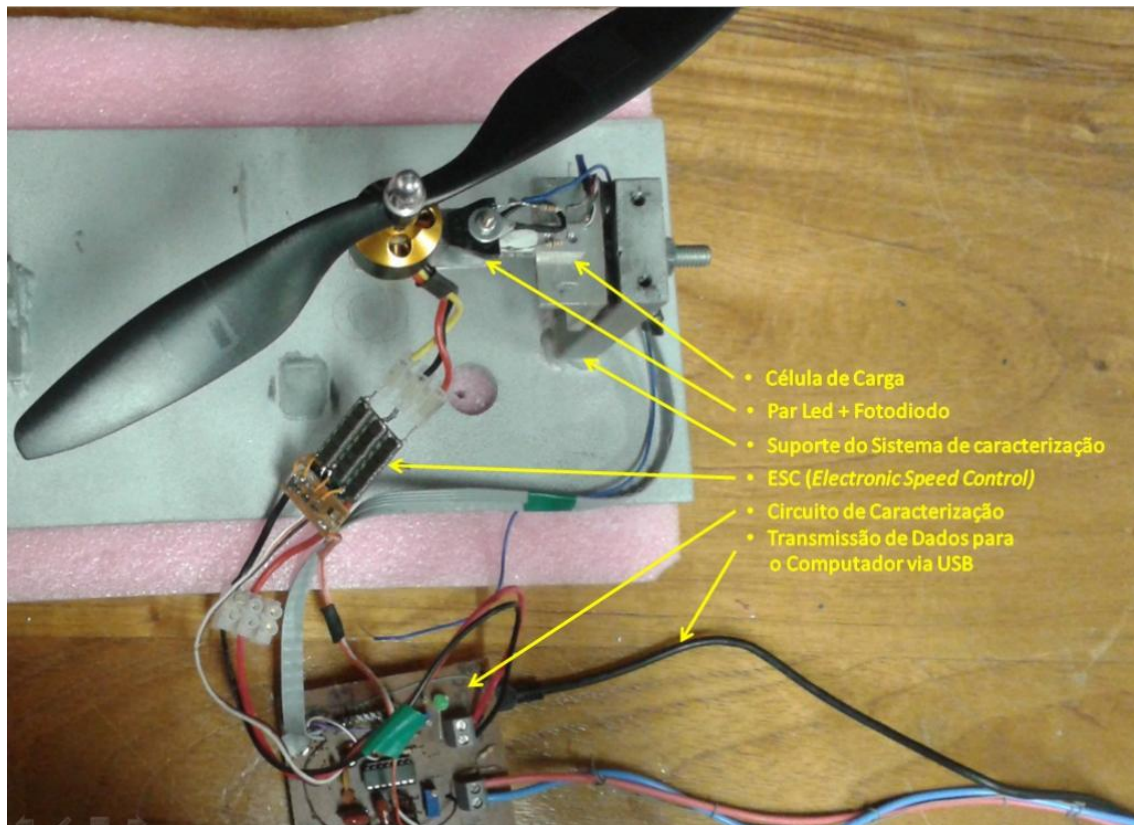


Figura 3.1 - Componentes do sistema de caracterização
Fonte: O autor (2014)

A tensão de alimentação também é monitorada, sendo utilizada juntamente com a corrente para o cálculo da potência elétrica. Assim o empuxo gerado é medido através da tensão em uma ponte de Wheatstone, formada por 4 extensômetros montados em uma célula de carga de uma balança eletrônica. A medida de corrente é feita através da medição de tensão sobre uma resistência conhecida.

A velocidade de rotação do motor é informada pelo ESC em formato de pulsos em que são captados pelo microcontrolador. O conjunto de informações que inclui a tensão de alimentação, tensão na resistência conhecida, tensão na célula de carga, valor do PWM enviado e os pulsos emitidos pelo ESC são todos captados pelo microcontrolador e enviados via porta USB para um computador.

As medidas são feitas instalando o PCB montado, no *kit* de desenvolvimento MSP430, como um *shield*, ou seja, integrados em um único sistema. A alimentação do sistema é conectada no PCB e este provê alimentação ao MSP430 e ao ESC que por sua vez alimenta o motor conforme o diagrama de blocos do sistema elustrado na Figura 3.2.

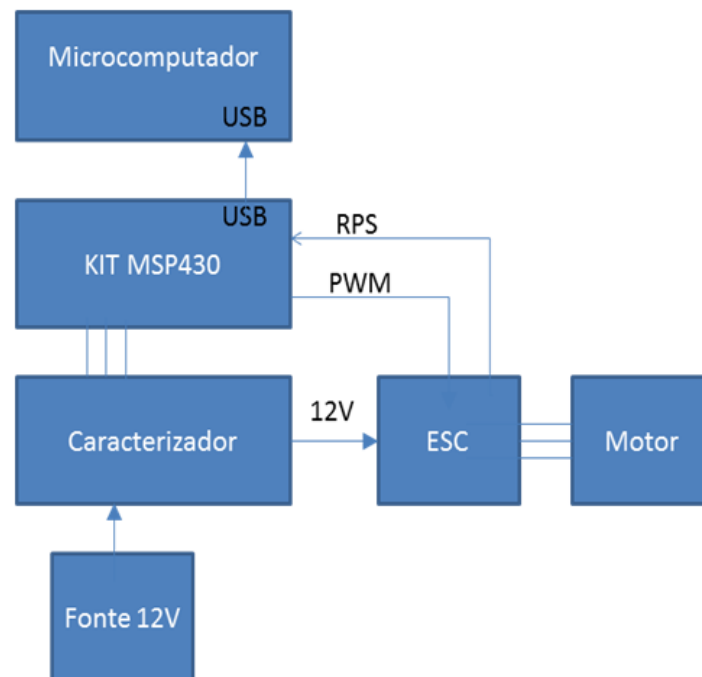


Figura 3.2 - Diagrama de blocos do sistema de caracterização dos motores
Fonte: O autor (2014)

Os dados possuem o valor do passo do ADC que representam a tensão de entrada, corrente drenada (tensão que será convertida em corrente posteriormente), empuxo (também um valor de tensão), valor do PWM e pulso de rotação. Com os valores tratados – convertidos em empuxo, tensão, corrente e rotações por minuto – são geradas as curvas de resposta, que possuem o controle de velocidade (PWM) variando entre 20% a 60% com passos de 0,1%. Na Figura 3.3 é mostrado o gráfico do empuxo gerado pelo conjunto ESC-Motor-Hélice em função do PWM aplicado.

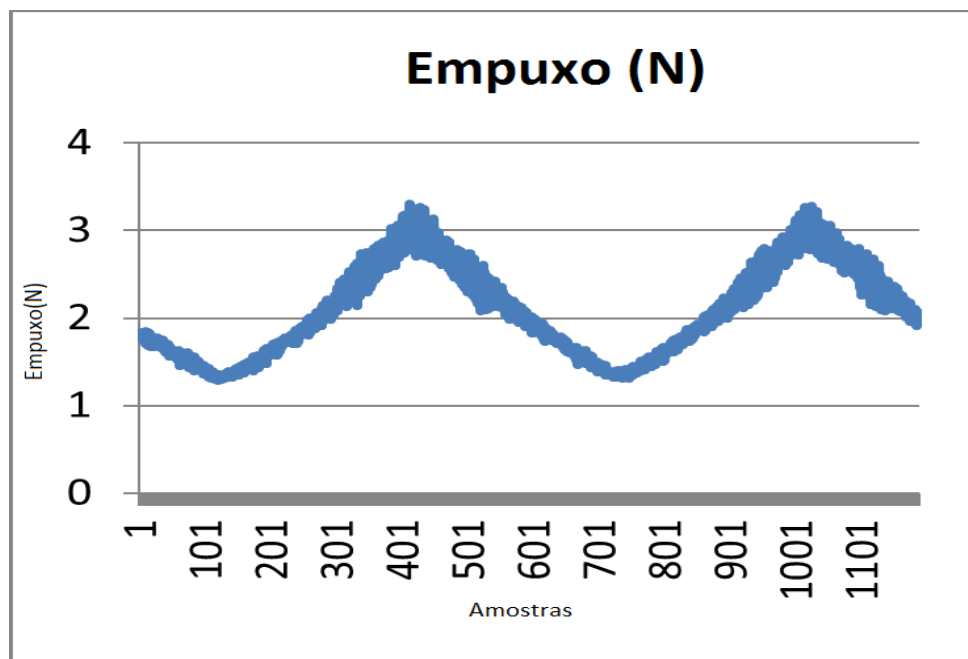


Figura 3.3 - Gráfico do Empuxo em função do tempo obtido pelo sistema de caracterização dos motores, o valor do PWM neste caso foi variado de 20% a 60%

3.1.1. Balanceamento das hélices

As hélices, quando não balanceadas, entram em regime de ressonância em certas frequências, causando oscilações no sistema. Para realizar o balanceamento das hélices, fez-se uma varredura nas frequências para encontrar a frequência de ressonância. Alterando o PWM em passos de 1% pôde-se, com o auxílio de um osciloscópio, visualizar os padrões de vibração e suas características (amplitude, formato de onda e valor RMS). Foi utilizado um LED infravermelho em conjunto a um fototransistor, para aferir a posição atual do motor. Com uma fita adesiva reflexiva fixada no tambor do motor, o sinal gerado pelo conjunto LED e fototransistor possui a forma de uma onda quadrada representando a passagem de uma das hélices, tomada por controle, por cima da célula de carga, o que representa um aumento da tensão no osciloscópio. Na Figura 3.4 é possível visualizar o sinal gerado pelo conjunto LED e fototransistor, juntamente com o sinal da célula de carga em um osciloscópio. Com isso é possível o conhecimento de qual hélice necessita de mais massa.

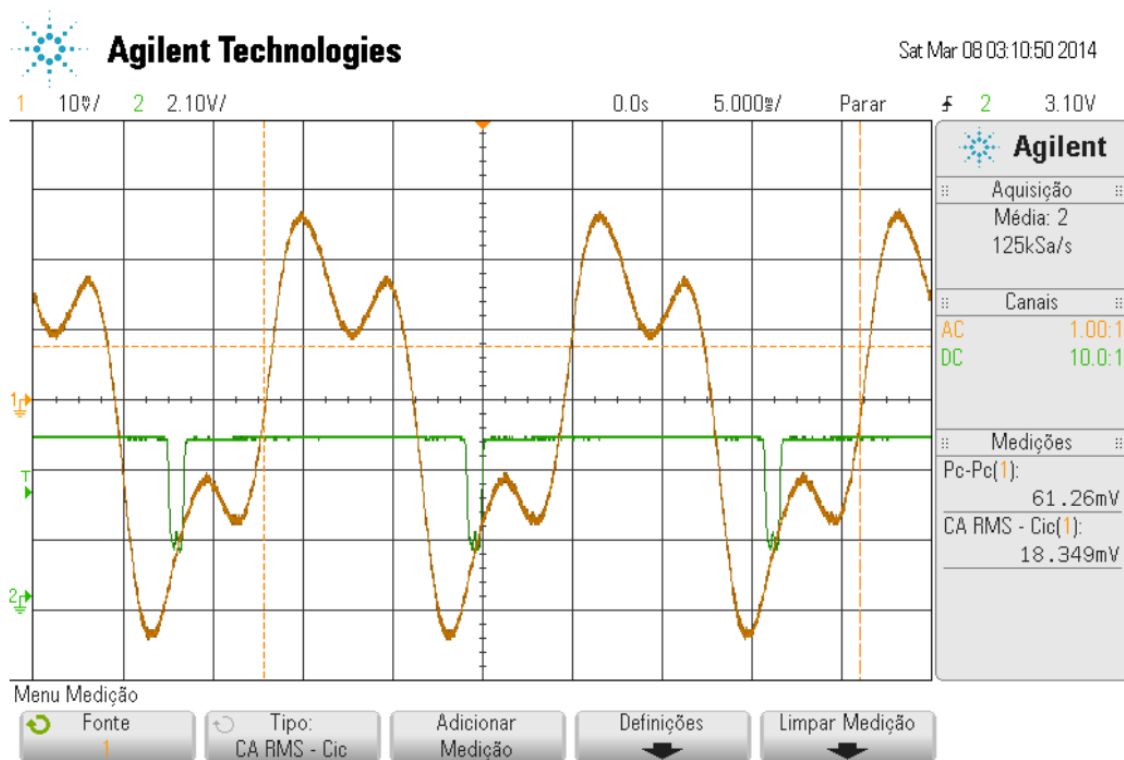


Figura 3.4 - Monitoramento do perfil de vibração de uma hélice não balanceada, o sinal harmônico corresponde às oscilações lidas pela célula de carga e a onda quadrada ao sinal do par ótico (LED e fototransistor)
Fonte: O autor (2014)

Essencialmente, o desbalanceamento do conjunto ESC-Motor-Hélice ocorre devido ao centro de massa das hélices não coincidir com o centro de rotação do conjunto. Quanto mais distante o centro de massa estiver do centro de rotação, maiores serão as vibrações. Ainda, foi identificado que quanto mais distante a hélice estiver fixa em relação ao motor, maiores as vibrações. Essa fixação é feita com uma *shaft*, presa ao eixo do motor.

Com o objetivo de minimizar as oscilações provenientes do conjunto motor-hélice faz-se necessário a centralização do centro de massa da hélice. Com fita adesiva, foi possível deslocar o centro de massa de modo que as vibrações diminuíssem. Sendo o momento de inércia proporcional ao quadrado da distância até o eixo de rotação de um elemento de massa e linearmente proporcional à magnitude deste elemento massa, a fita adesiva foi inserida mantendo-se constante a distância ao eixo do motor. Resultados referentes ao

balanceamento das hélices são encontrados na seção 5 de resultados, subseção 5.1.

3.2. Identificação da dinâmica do VANT

Um modelo é baseado na caracterização de ações e reações provenientes de um determinado sistema. Haverá um tipo de reação diferente, mesmo com ações iguais sendo aplicadas, para dois sistemas distintos. Pode-se dizer que as ações são as entradas do modelo, e as reações são as saídas e se o modelo não corresponder ao sistema real, podemos ter um controlador com desempenho insatisfatório, onde para cada entrada a saída correspondente será diferente da esperada. É necessário realizar a modelagem matemática para a construção do modelo de um sistema real utilizando-se de técnicas que variam de acordo com cada caso. A modelagem caixa branca baseia-se nas leis e equações da física e descreve o sistema para construir um modelo. Este tipo de técnica nem sempre é viável, devido à complexidade dos fenômenos envolvidos que são necessários conhecerem para definir as equações. Para casos assim, utiliza-se o modelo caixa preta, que não necessita conhecimento prévio do sistema, também conhecida como modelagem empírica. Várias técnicas de identificação, que constituem a modelagem caixa preta, são utilizadas para obter modelos que descrevem o comportamento de um sistema (Aguirre, 2007).

Várias análises foram realizadas com o intuito de achar uma nova abordagem para a identificação do modelo. Em muitos trabalhos como em (Guimarães, et al., 2012) e (Ghadiok, Goldin, & Ren, 2011) utiliza-se o modelo dinâmico da estrutura da aeronave, calculando-se as equações de movimento para arfagem, rolagem e guinada. Para este projeto, a identificação do modelo matemático do VANT foi efetuada de modo a fornecer dados do protótipo para a etapa de simulação, visando à obtenção de resultados mais realistas, facilitando assim a etapa de sintonia do controlador. A função de transferência do quadricóptero resultante deste método é detalhada na sessão de Modelagem da estrutura completa do VANT. Foram identificados o coeficiente de empuxo

das hélices, o modelo matemático dos quatro motores e o modelo da estrutura completa do VANT.

No processo de aquisição dos dados pra a identificação o protótipo foi fixado em uma plataforma de testes através de duas hastes metálicas, deixando livre apenas um dos movimentos, medindo o movimento de arfagem e rolagem separadamente. Essa plataforma não representa uma situação real, sendo necessário realizar uma nova identificação de modo que ambos os movimentos, de arfagem e rolagem, estejam livres. Como todos os motores estarão em funcionamento, ao realizar um movimento, o comportamento do sistema será diferente. As plataformas de testes utilizadas são detalhadas no capítulo 5.

3.3. Parâmetros da hélice

As hélices utilizadas no protótipo foram do modelo EPP-1045 com diâmetro de 25,1 cm. O principal parâmetro da hélice utilizado no modelo matemático é o coeficiente de empuxo (C_T) que relaciona o empuxo com a velocidade de rotação e o diâmetro da hélice, este coeficiente é descrito pela equação (3.1) obtida em (Hepperle, 2013).

$$C_T = \frac{T}{\rho \cdot n^2 \cdot D^4} \quad (3.1)$$

onde $T [N]$ é o empuxo, $\rho [kg \cdot m^{-3}]$ a densidades do ar, $n [s^{-1}]$ revoluções por segundo e $D [m]$ o diâmetro da hélice. Para o cálculo do coeficiente mediu-se o empuxo da hélice para diferentes velocidades de rotação, cujo resultado é mostrado na Figura 3.5.

Com esses dados usou-se o ponto mais próximo das condições realistas de voo⁵, no gráfico demarcado pela linha tracejada. Levando em consideração

⁵ Ponto em que a aeronave é capaz de levantar voo considerando o peso total da estrutura distribuído uniformemente entre as 4 hélices.

que a massa total da aeronave é de aproximadamente 700 gramas (6,867 N), cada motor tem que exercer um empuxo mínimo de 175 gramas (1,72 N) para sustentar o peso da aeronave. Sendo assim a velocidade de rotação medida nesse ponto foi de 65 s^{-1} e o coeficiente C_T calculado foi de 0,0798.

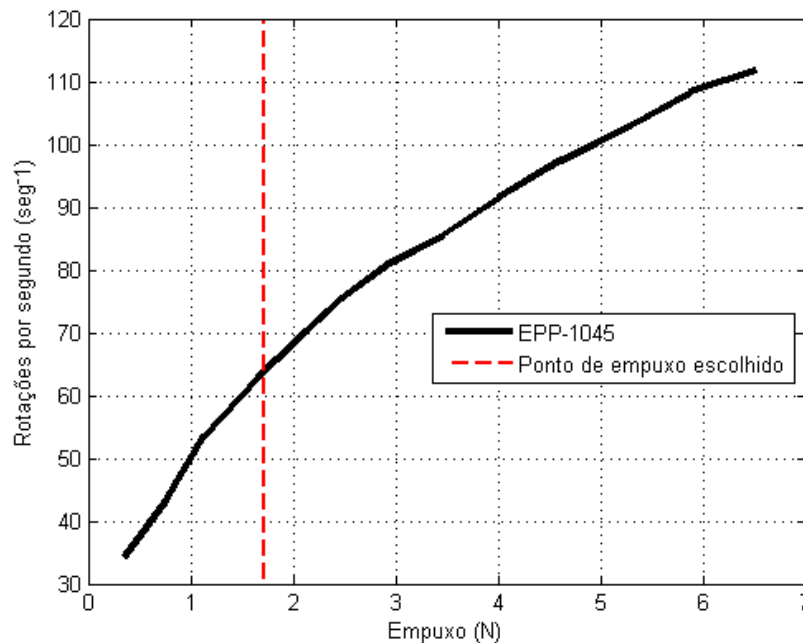


Figura 3.5 - Relação entre velocidade de rotação e empuxo da hélice
Fonte: (Paula, 2012)

3.4. Modelo do conjunto ESC-Motor-Hélice

O modelo matemático do motor é um dos parâmetros mais importantes para a simulação, pois é ele que fornecerá as principais informações para a dinâmica da aeronave. Neste trabalho optou-se usar um modelo “caixa preta”, sendo encapsulado na mesma caixa o controlador de velocidade ESC o motor e a hélice. Este modelo recebe como entrada um valor de largura de pulso (PWM) normalizado e retorna a velocidade de rotação da hélice. Para a obtenção desse modelo utilizou-se o método de estimação ARX (*AutoRegressive with eXternal input*). O ARX consiste em um estimador de

sistemas que utiliza dados de entrada e saída do sistema para a obtenção de seu modelo matemático em forma de função de transferência.

Assim mediu-se a velocidade de rotação dos quatro motores com as hélices para diferentes valores de largura dos pulsos de controle do ESC. Em seguida esses dados foram utilizados como parâmetros de entrada e saída no algoritmo ARX presente na ferramenta MATLAB. Essas etapas foram realizadas por (Paula, 2012) e o resultado foram parâmetros estimados da função de transferência para cada um dos quatro conjuntos ESC-Motor-Hélice, descrita na equação (3.2).

$$Y_z = \frac{0.0615}{z^2 - 0.3108z + 0.6253} \quad (3.2)$$

O gráfico da Figura 3.6 compara os dados reais medidos com os do modelo estimado de um dos conjuntos. Nota-se que o modelo estimado possui um comportamento dinâmico muito próximo do sistema real.

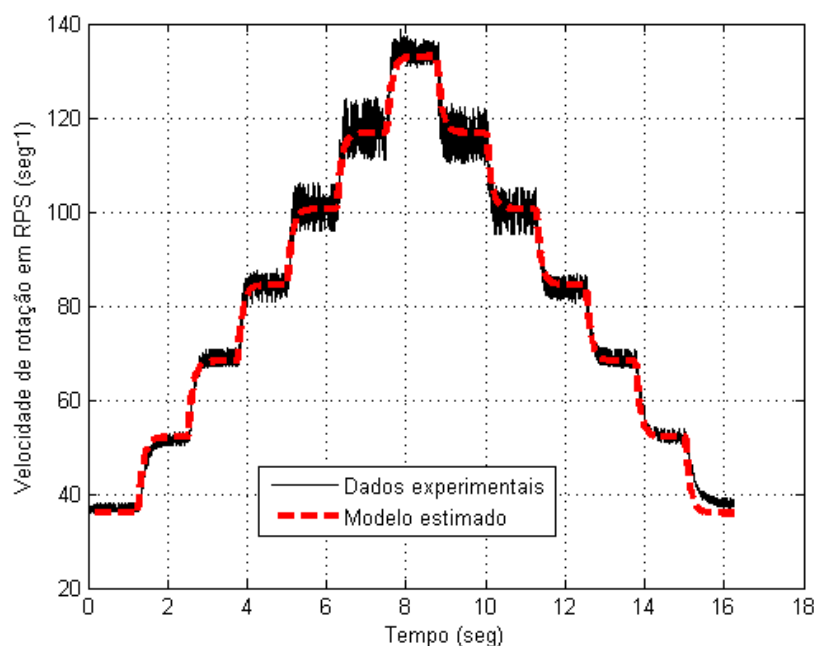


Figura 3.6 - Comparação entre os dados experimentais e o modelo estimado
Fonte: (Paula, 2012)

3.5. Modelagem da estrutura completa do VANT

A identificação da estrutura completa do VANT, a qual também foi baseada no modelo caixa preta, utiliza o método de Sundaresan, que é um método determinístico que não apresenta tratamento ao ruído presente no modelo. Neste caso, utilizou-se um sistema de segunda ordem subamortecido, descrito pela equação (3.3).

$$\frac{Y(s)}{U_r(s)} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.3)$$

sendo que ω_n é a frequência natural do sistema, e δ o coeficiente de amortecimento (Aguirre, 2007).

Fixando um eixo de rotação do modelo (coincidente com um dos eixos da estrutura em cruz do VANT), a identificação foi realizada coletando-se dados do ângulo de inclinação a partir dos sensores inerciais, que são constituídos pelo acelerômetro e giroscópio. Dessa forma apenas dois motores estavam ligados nesta etapa de identificação. A condição inicial foi definida como sendo os dois motores com velocidades idênticas, fazendo com que a estrutura mantivesse um ângulo de inclinação próximo de zero em relação à superfície de repouso (solo). No tempo de 0,5 segundos foi aplicado um degrau diferencial de velocidade nos motores (aumento de velocidade em um deles e redução no outro), de modo a levar a estrutura a ter um ângulo de inclinação em relação à condição inicial. Este ângulo, assim como sua dinâmica temporal, foi medido pelos sensores inerciais (e verificado através de um laser fixado na estrutura), de modo a fornecer dados sobre a dinâmica de rotação da estrutura. O sinal dos sensores inerciais, composto por acelerômetro e giroscópio, foi amostrado a uma taxa de 200 Hz e em seguida processado digitalmente usando-se um filtro complementar (Colton, 2007).

Este filtro utiliza duas ou mais funções matemáticas que se complementam, dando origem assim ao termo complementar. Comumente este filtro é composto de um filtro passa baixa e de um filtro passa alta. O filtro passa baixa foi aplicado ao acelerômetro, minimizando ruídos provenientes de vibrações dos motores e do processo de aquisição. O sinal do giroscópio, depois de integrado no tempo, é aplicado ao filtro passa alta para remover a sua deriva. Com isso foi possível medir o ângulo do modelo para um eixo.

De forma a obter um modelo semelhante ao real, foram ajustados a frequência natural do sistema ω_n e o quociente de amortecimento δ contidos na equação (3.3) para aproximar a curva de resposta para determinado delta aplicado a esses motores. Foram analisadas várias respostas experimentais de acordo com o delta aplicado aos motores, sendo escolhida a resposta que possui maior oscilação para o ajuste das variáveis e cálculo da função de transferência. A comparação entre os dados experimentais adquiridos pelo protótipo e pela simulação do modelo calculado encontra-se na Figura 3.7.

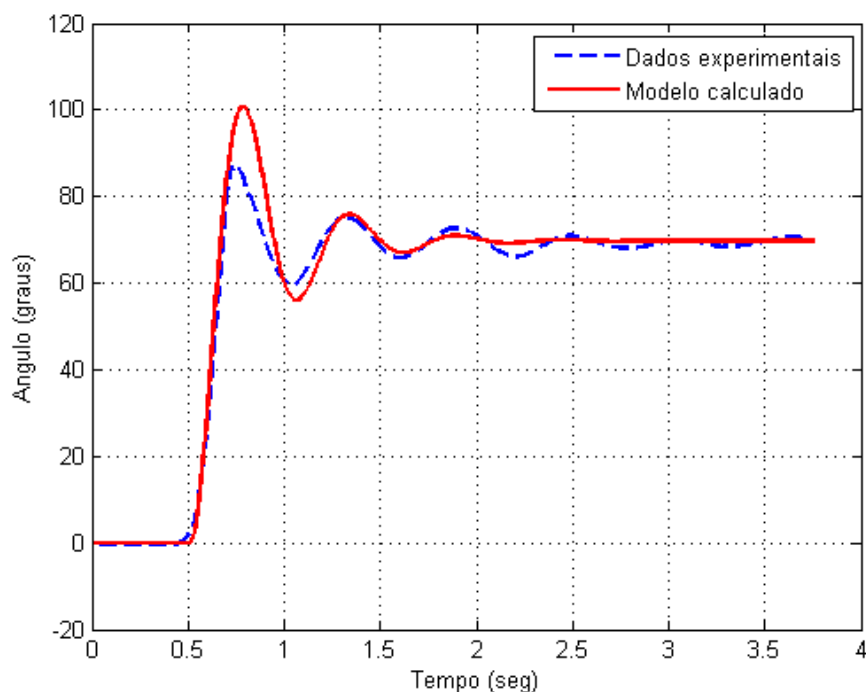


Figura 3.7 - Comparação entre os dados experimentais e a simulação do modelo calculado, descrito pela equação (3.3), em resposta a uma excitação degrau

Os valores encontrados dos coeficientes ω_n , ∂ e para o ganho K , foram iguais a 11,22, 0,15 e 46,5 respectivamente. Substituindo os valores dos coeficientes na equação (3.3) resultando na equação (3.4) e, em seguida, discretizando-a, utilizando o comando 'c2d' do Matlab e o método de aproximação Bilinear (Tustin), com um período de amostragem de 5 milissegundos, obteve-se a função de transferência do sistema, que encontra-se na equação (3.5).

$$Y(s) = \frac{6420}{s^2 + 5,875s + 138,1} \quad (3.4)$$

$$\frac{Y(z)}{U_r(z)} = \frac{0,03625z^2 + 0,07251z + 0,03625}{z^2 - 1,98z - 0,9833} \quad (3.5)$$

Para a modelagem da altura do VANT, a sustentação do modelo é garantida por um empuxo $E(t)$ contrário ao peso W . Desconsiderando o arraste, a resultante dessas forças é responsável pela alteração da altura $h(t)$ do modelo, como representado na Figura 3.8.

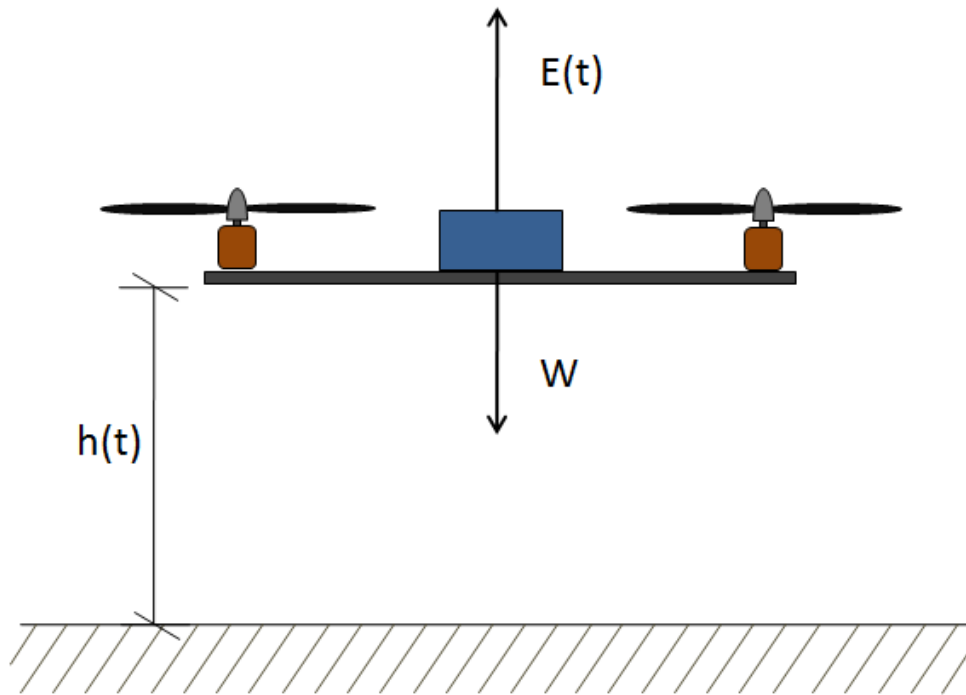


Figura 3.8 - Esquemático de representação da altura do modelo do VANT
Fonte: O autor (2014)

Analisando o esquemático da Figura 3.8, a aceleração resultante, tomando o sentido positivo como sendo para cima, é dada por:

$$a_{res} = \frac{d^2 h(t)}{dt^2} = \frac{E(t) - W}{m} \quad (3.6)$$

Ainda, o empuxo gerado de cada motor é considerado uma função linear da porcentagem do PWM ($P(t)$), ou seja, $E(t) = aP(t) + b$. Para quatro motores, temos:

$$\frac{d^2 h(t)}{dt^2} = \frac{4aP(t)}{m} + \frac{4b - W}{m} \quad (3.7)$$

Através de experimentos foi obtido a potência necessária para auto-sustentação do modelo, possibilitando a eliminação do termo independente de (3.7), resultando na equação (3.8).

$$\frac{d^2 h(t)}{dt^2} = \frac{4aP(t)}{m} \quad (3.8)$$

Fazendo a transformada de Laplace de (3.8) e rearranjando a equação, foi obtida a função transferência da planta, dada por:

$$\frac{H(s)}{P(s)} = \frac{4a/m}{s^2} \quad (3.9)$$

A planta expressa em (3.9) possui caráter integrativo, sendo suficiente a implementação de um controle PD para a correção de erro em regime permanente. O diagrama de blocos do sistema em malha fechada é representado pela Figura 3.9.

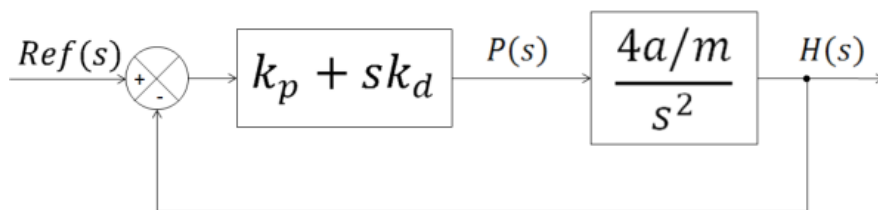


Figura 3.9 - Representação do diagrama do sistema em malha fechada da equação da altura do VANT
Fonte: O autor (2014)

Como demonstrado na Figura 1.2, o deslocamento para o movimento de guinada é dependente da velocidade de rotação atual dos quatro motores juntos. Assim, o momento angular para o movimento de guinada do VANT, expresso pela Figura 3.10, é dependente do momento angular dos quatros motores, ao contrário do movimento de arfagem ou rolagem.

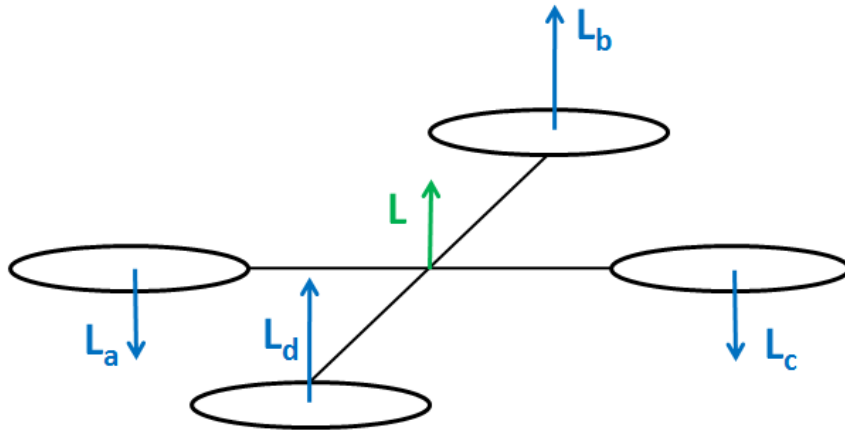


Figura 3.10 - Momentos angulares gerados por cada motor do modelo do VANT e momento angular resultante da estrutura do VANT
Fonte: O autor (2014)

Da Figura 3.10 é possível extrair a equação do momento angular, dada por:

$$L = L_a + L_c - (L_b + L_d) \quad (3.10)$$

sendo L_a o momento angular do motor 1, L_b o momento angular do motor 2, L_c o momento angular do motor 3 e L_d o momento angular do motor 4.

Considerando o momento angular gerado pelas hélices opostas como sendo iguais, a equação (3.10) pode ser denotada por:

$$L = 2(L_1 - L_2) \quad (3.11)$$

com $L_a = L_c = L_2$ e $L_b = L_c = L_1$. Sabe-se ainda que $L = I\omega$ e $\omega = \frac{d\theta}{dt}$, então substituindo L e em seguida ω na equação (3.11), o resultado é dado por:

$$\frac{d\theta}{dt} = 4\pi I_m (f_1 - f_2) \quad (3.12)$$

Na identificação de dinâmica dos motores, constatou-se que a frequência relaciona-se com a porcentagem de PWM aplicada por meio da equação:

$$f = aP - b \quad (3.13)$$

onde P é a porcentagem de PWM. Substituindo os coeficientes de frequência de (3.12) denotados por (3.13), tem-se que:

$$I \frac{d\theta}{dt} = 4\pi a I_m \Delta P \quad (3.14)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.14) é possível encontrar a função de transferência do movimento de guinada do VANT, denotada por:

$$Y(s) = \frac{4\pi a I_m / I}{s} \quad (3.15)$$

3.6. Controle

O controle desempenha um papel fundamental na estabilidade do quadricóptero; com ele é possível controlar os estados da aeronave de atitude e altitude. Seu objetivo é fazer com que o quadricóptero fique estabilizando durante voo, parado ou se deslocando para uma nova posição (referência) e também reaja às perturbações externas de forma rápida e controlada. O controle da atitude é o elemento fundamental para manter a estabilidade durante o voo e realizar o deslocamento do modelo. O controle de altitude é necessário para realizar decolagens e manter altitudes desejadas.

Neste trabalho foi utilizado o controlador PID (Proporcional + Integral + Derivativo). O controlador PID foi escolhido por ser largamente utilizado em aplicações práticas e na indústria com bons resultados, além de possuir uma fácil implementação.

3.7. Controlador PID convencional

Controladores PID possuem objetivos focados em estabelecer erro nulo quando em regime permanente e bom desempenho transitório, calculando o desvio do erro entre um valor medido e um valor estabelecido como referência. Esses controladores são de simples implementação, mas eficientes no controle de diversos processos, fazendo com que eles sejam largamente utilizados. Segundo (Åström & Hägglund, 1995), aproximadamente 95% das malhas de controle de processos usam controladores PID. A implementação de controles PID tem sido recomendada para o controle de processos com ordem baixa ou média, com atrasos pequenos (Koivo & Tantt, 1991) (Isermann, 1989).

Formado por três ações, proporcional, integral e derivativa, o controlador PID possui características importantes inseridas em cada uma delas. A ação proporcional do controlador faz com que o sistema reaja de imediato ao erro presente, sendo rápida, mas também suscetível a perturbações ou variações de referência de magnitudes significativas. A ação integral do controlador opera sobre erros de regime permanente, e a ação derivativa antecipa o comportamento do processo tornando a resposta do sistema mais rápida. O

efeito desestabilizador gerado pela ação integrativa pode ser contrabalanceado pela ação derivativa, que tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema (Bazanella & da-Silva, 2005). O sinal de controle gerado pelo controlador PID pode ser, de uma maneira genérica, expresso por:

$$u(t) = K(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (3.16)$$

A equação (3.16) possui três parâmetros de sintonia do controlador, sendo K o ganho proporcional (ação proporcional), o tempo integral T_i (ação integral) e o tempo derivativo T_d (ação derivativa). O sinal de controle é a soma de três sinais desta equação sendo eles $p(t)$, $i(t)$ e $d(t)$, que são obtidos a partir do sinal de erro. Tudo isso é ilustrado pelo diagrama presente na Figura 3.11.

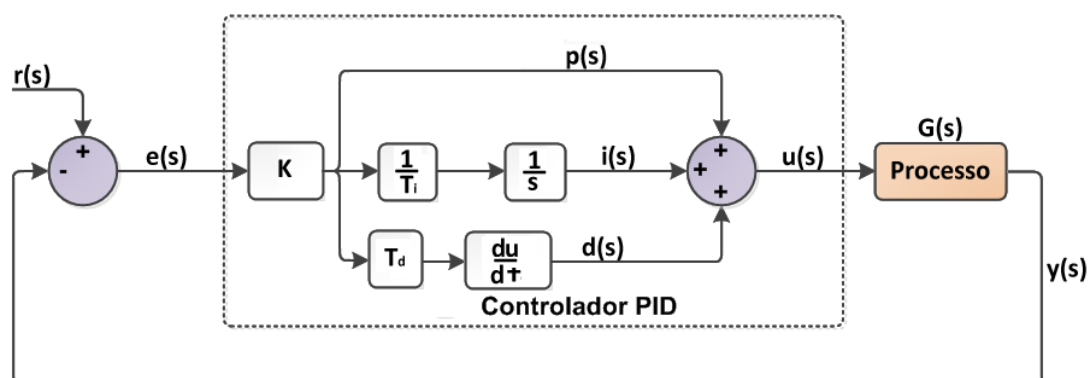


Figura 3.11 - Diagrama em blocos de um controlador PID
Fonte: O autor (2014)

Entretanto, nas ultimas décadas, estudos indicam que na indústria o estado da arte de controle tem mostrado resultados decepcionantes. Em Van Overschee & De Moor (2000) é relatado que 80% dos controladores PID são mal sintonizados. Os autores afirmam que 25% de todos controladores PID usam as configurações provenientes de fábrica, o que significa que eles não tenham sido sintonizados de forma alguma.

Há na literatura várias técnicas para a sintonia de controladores. Na referência (Van Overschee & De Moor, 2000) é apresentada a alocação de polos como uma solução prática para a sintonia de controladores PID, técnica baseada no fato de que, para satisfazer as especificações de desempenho, é utilizada a alocação dinâmica da saída para alocar adequadamente os pólos de malha fechada. O problema clássico da alocação de pólos como em Åström & Wittenmark (1997) tem a solução, sob condições apropriadas, à resolução da equação Diofantina. A versão matricial desta equação assume a forma de um sistema linear $Ax = b$, sendo A a matriz de Sylvester proveniente de uma dada planta de ordem n , x o vetor contendo os coeficientes do controlador a ser projetado de ordem r e b é o vetor com os coeficientes para um dado polinômio característico com grau $n + r$. Existe um controlador tal que $Ax = b$ se e somente se ambos os polinômios da planta tiverem a resultante de Sylvester associada a cada um deles sendo não-singular e $r \geq n - 1$ (Chen, 1999).

A estrutura do controlador implementado no projeto pode ser observada na Figura 3.12, onde $y(k)$ representa o estado atual do sistema amostrado pelos sensores, $u(k)$ o sinal de controle enviado para os atuadores, no caso os motores, k é o tempo discreto atual, KP , KI e KD os ganhos respectivos das partes proporcional, integral e derivativo.

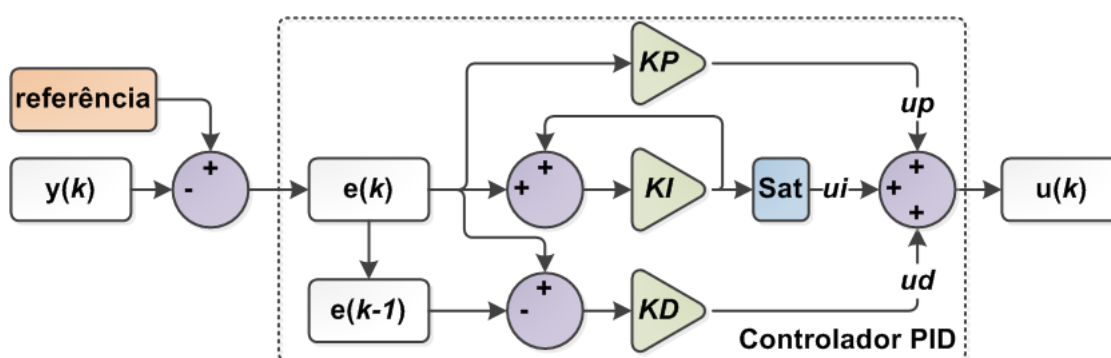


Figura 3.12 - Diagrama em blocos da estrutura do controlador PID
Fonte: O autor (2014)

Seguindo esta estrutura, para o quadrrorotor foram implementados quatro controladores PID independentes, um para cada ângulo da atitude (arfagem, guinada e rolagem) e um para a altitude. O diagrama da Figura 3.13 representa estes quatro controladores implementados junto com todo o sistema.

Para o ângulo de arfagem a saída dos controladores modifica a velocidade dos motores frontal e traseiro, sendo que no frontal seu valor é incrementado e no traseiro seu valor é decrementado. No ângulo de rolagem a saída dos controladores modifica a velocidade dos motores da direita e esquerda, sendo que no da direita seu valor é incrementado e no da esquerda seu valor é decrementado. Para o ângulo de guinada a saída dos controladores modificam a velocidade dos quatro motores, o frontal e traseiro tem seus valores incrementados e o da direita e esquerda os seus valores são decrementados. Para a altitude, a saída dos controladores modifica a velocidade dos quatro motores simultaneamente, sendo seus valores incrementados para subida e decrementados para descida do VANT.

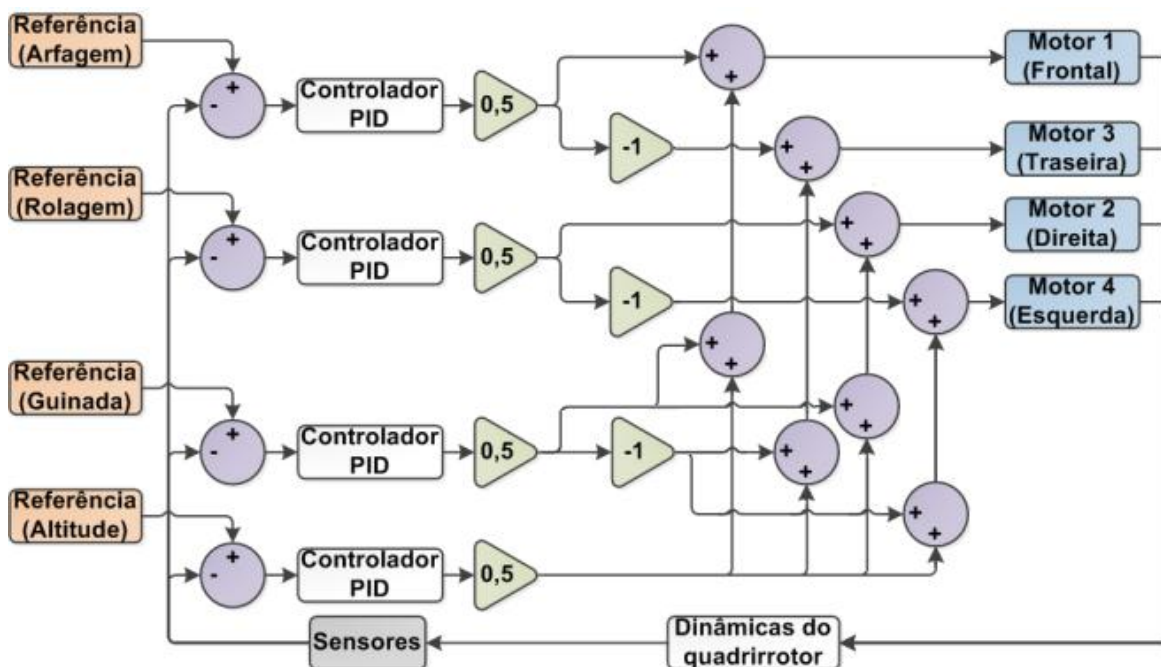


Figura 3.13 - Diagrama em blocos dos controladores PID implementados no projeto

Fonte: O autor (2014)

3.7.1. Sintonia do controlador PID

A sintonia do controlador requer o conhecimento da relação entre as variáveis de entrada e saída do sistema a ser controlado. Visto que o VANT é um sistema não-linear complexo, esta relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída não é tão simples. Entretanto em torno de um ponto operação, a relação entre os sinais pode ser descrita por um modelo linear.

Na literatura são apresentadas várias metodologias de sintonia de controladores PID tais como: Ziegler-Nichols; alocação de polos; integral do erro absoluto (IAE); integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo (ITAE); etc. Neste trabalho o método utilizado pra a sintonia do controlador PID foi a alocação de polos. Neste método o conjunto de polos de malha aberta são alocados em lugares desejados em malha fechada. Desta forma as especificações de desempenho transitório do sistema se apresentam sob a forma de valores desejados para o critério de desempenho, conhecidas como restrições.

Seja a função de transferência em malha fechada do sistema dada por:

$$\frac{Y(z)}{U_{r(z)}} = \frac{B(z)G(z)}{A(z)F(z) + B(z)G(z)} \quad (3.17)$$

onde: $G_c(z) = G(z)/F(z)$ é função de transferência do controlador PID (veja Figura 3.12) e $G(z) = B(z)/A(z)$ a função de transferência do sistema (Equação (3.5)).

Se o polinômio desejado, de acordo com o controle especificado é definido por:

$$T(z) = z^{nt} + t_{nt-1}z^{nt-1} + \dots + t_0 \quad (3.18)$$

então, seus coeficientes que alocam o conjunto dos polos de malha aberta para o conjunto desejado de polos de malha fechada, são dados pela solução da equação Diofantina:

$$A(z)F(z) + B(z)G(z) = T(z) \quad (3.19)$$

Para os controles da altura e do movimento de guinada, foi aplicado o controlador a planta do sistema, conforme demonstrado na seção de modelagem da estrutura completa do VANT (3.5), sendo as plantas do sistema representadas pelas equações (3.9) e (3.15) respectivamente.

A função de transferência do sistema com o controlador para (3.9) é dada por:

$$G(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.20)$$

O coeficiente de sob elevação M_p e o tempo de assentamento t_s para um sistema de segunda ordem são dados por:

$$M_p = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (3.21)$$

$$t_s = \frac{\ln(0,02)}{\xi\omega_n} \quad (3.22)$$

Inserindo os valores medidos $m = 0,75 \text{ kg}$, $a = 0,09 \text{ N/\%PWM}$ e especificações de tempo de assentamento $t_s = 3,5 \text{ s}$ e sob elevação $M_p = 0,07$ é obtido os ganhos P e D.

E para (3.15), função de transferência do sistema realimentado com o controlador é dada por:

$$G(s) = \frac{1}{5} \cdot \frac{s + 4K_p}{s + 4K_p/5} \quad (3.23)$$

Os valores calculados para os controladores são detalhados e apresentados junto a seção de resultados.

4. PROCESSAMENTO DOS SINAIS DOS SENSORES

É possível obter-se a orientação de um corpo rígido através de diferentes métodos, sendo os mais populares os que realizam rotações em relação aos eixos X-Y-Z, também conhecido como representação de Euler. Em engenharia aero espacial é utilizada uma extensão dos ângulos de Euler, chamada de ângulos de Tait-Bryan. Portanto, a representação de Tait-Bryan é formada por três ângulos, que descrevem a rotação geral no espaço Euclidiano tridimensional, após três rotações em torno dos eixos definidos para o sistema e a magnitude destas rotações é dada por três ângulos (Raffo, 2007).

É fixado um eixo de referência para o modelo, que denominado $\{O, X, Y, Z\}$, onde o eixo (OX) é definido com direção para o norte verdadeiro, (OY) com direção para o leste e (OZ) com direção vertical e para baixo. É definido também um marcador ligado ao modelo, nomeado $\{o, x, y, z\}$. Estes marcadores são combinados quando não forem efetuados nenhum movimento de translação e rotação. A representação dos ângulos de Tait-Bryan é ilustrada pela Figura 4.1, e os três ângulos que definem a magnitude das rotações em torno dos eixos definidos é dada pelos ângulos:

- Rolagem θ : o ângulo (mínimo) entre o eixo (Oy) e o plano (xoy) depois da rotação.
- Arfagem φ : o ângulo (mínimo) formado pelo eixo (OX) e o plano (xoy) após a rotação.
- Guinada Ψ : o ângulo de incidência formado pela projeção do eixo (OX) do plano (xoy) e do eixo (OX), depois da rotação.

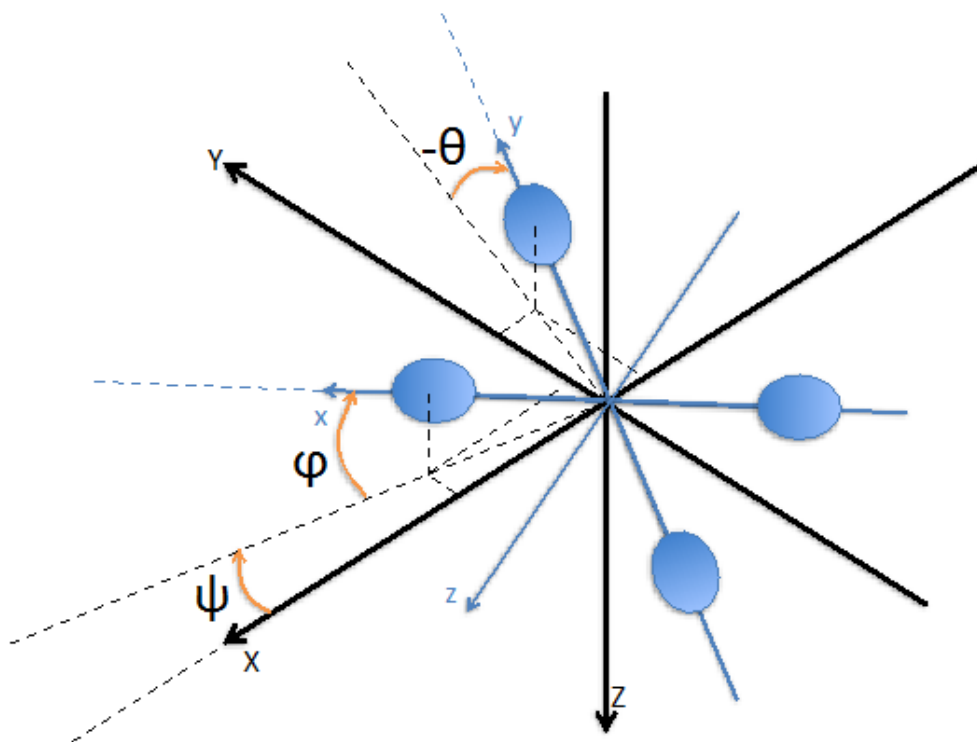


Figura 4.1 - Ilustração dos ângulos de Tait-Bryan
Fonte: (Beretta, 2014)

Por convenção, é adotado:

$\theta \in [-\pi, \pi]$, positivo se inclina para a direita.

$\varphi \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$, positivo se inclina para cima.

$\psi \in [0, 2\pi]$, em que 0° é o norte, 90° leste, sul e 180° 270° oeste.

4.1. Ângulos de arfagem e rolagem através do acelerômetro

O acelerômetro de 3 eixos posicionado sobre o modelo mede a aceleração (A_x, A_y, A_z) relativa ao seu referencial $\{o, x, y, z\}$. Em uma posição estática (ou deslocamento em velocidade constante), o acelerômetro mede apenas a aceleração da gravidade (sempre na vertical e para baixo). Na Figura 4.2, encontra-se a representação das componentes (em laranja) do vetor gravitacional \vec{g} (em vermelho), medido pelo acelerômetro. Estas medidas de aceleração nos permitem obter dois ângulos do modelo, o ângulo de rolagem e

o ângulo de arfagem. Suas expressões são, respectivamente, dadas pelas equações (4.1) e (4.2). Todo o procedimento de dedução das equações está presente no ANEXO A – Cálculo dos Ângulos do Quadrirrotor.

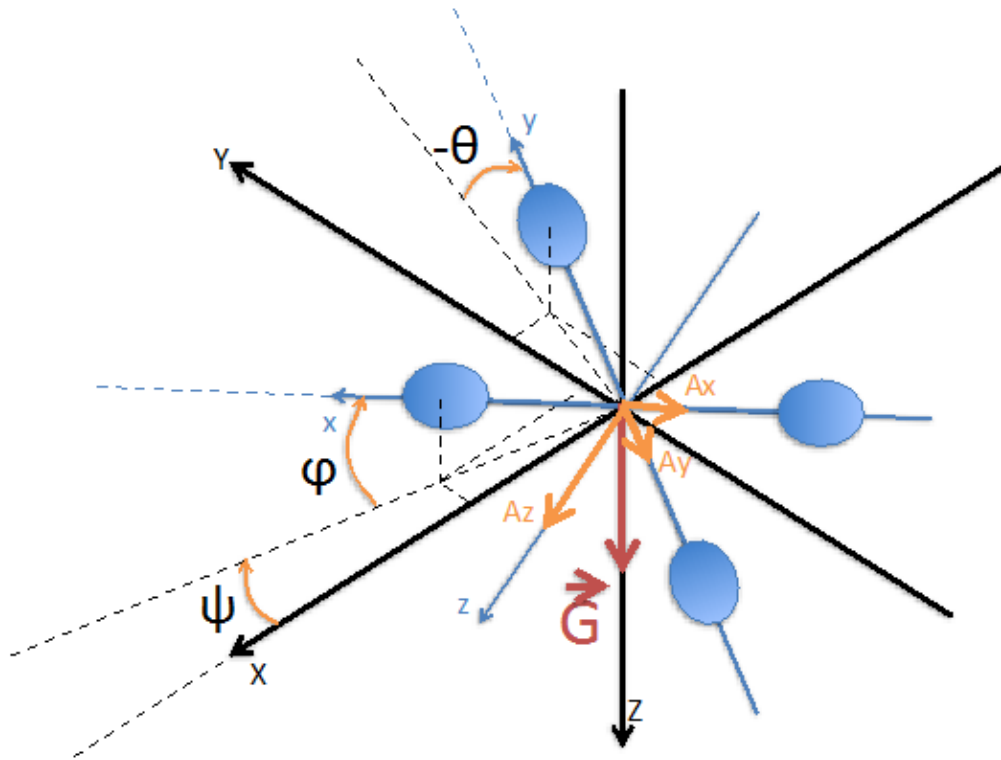


Figura 4.2 - Representação da aceleração medida na estrutura do quadrirrotor
Fonte: (Beretta, 2014)

$$\theta = \text{atan2}\left(\frac{Ay}{Az}\right) \in [-\pi, \pi] \quad (4.1)$$

$$\varphi = \text{atan}\left(\frac{-Ax}{\cos(\theta) Az + \sin(\theta) Ay}\right) \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \quad (4.2)$$

4.2. O *offset* do magnetômetro

O magnetômetro de 3 eixos mede, quando não há nenhuma perturbação magnética ao seu redor, as constantes do campo magnético terrestre \vec{B}_{Earth} , denotado por $\{B_x, B_y, B_z\}$ em relação ao referencial do quadrirrotor $\{B_X, B_Y, B_Z\}$. O referencial do quadrirrotor está sempre relacionado à direção do norte magnético que, dependendo de onde ele se encontra na terra, é desviado para

o norte verdadeiro em um ângulo δ , chamado de declinação formado entre a componente horizontal e a direção do norte geográfico. Ele também tem uma componente vertical (positivo no hemisfério sul e negativo no hemisfério norte), formando um ângulo α com a horizontal (Melo, 2007). O campo da Figura 4.3 representa o campo magnético da Terra, representado pela seta em vermelho, e suas várias componentes relacionadas ao referencial do quadrrirrotor, representados pelas setas em verde.

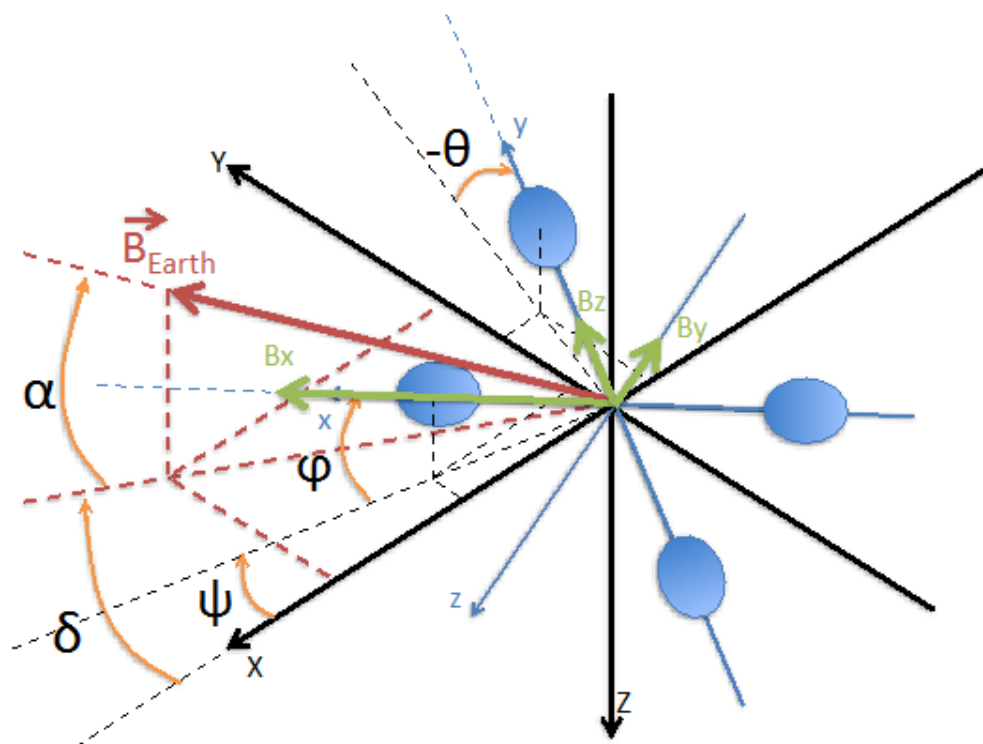


Figura 4.3 - Representação das componentes do campo magnético terrestre relacionadas ao referencial do quadrrirrotor
Fonte: (Beretta, 2014)

Estas medidas do campo magnético terrestre, juntamente com os ângulos de atitude, arfagem e rolagem anteriormente obtidos permitem calcular o ângulo de guinada, através da equação (4.3). A dedução desta equação encontra-se no ANEXO A – Cálculo dos Ângulos do Quadrrirrotor.

$$\psi = \text{atan2} \left(\frac{\sin \delta \cdot [\cos \varphi \cdot B_x + \sin \theta \sin \varphi \cdot B_y + \cos \theta \sin \varphi \cdot B_z] - \cos \delta \cdot [\cos \theta \cdot B_y - \sin \theta \cdot B_z]}{\cos \delta \cdot [\cos \varphi \cdot B_x + \sin \theta \sin \varphi \cdot B_y + \cos \theta \sin \varphi \cdot B_z] - \sin \delta \cdot [\cos \theta \cdot B_y - \sin \theta \cdot B_z]} \right) + \pi \quad (4.3)$$

$$\psi \in [0, 2\pi]$$

As componentes $\{B_x, B_y, B_z\}$ não são valores brutos medidos pelo magnetômetro. Elas foram inicialmente compensadas pelo campo magnético estático criado pela placa de circuito impresso (PCB), como a equação (4.4) mostra. Na Figura 4.4, após ter girado o sensor através de todos os eixos, é possível visualizar efetivamente a presença de um deslocamento na componente x (representado em vermelho) para medir o campo magnético da terra. Este deslocamento é denominado o *offset* do magnetômetro.

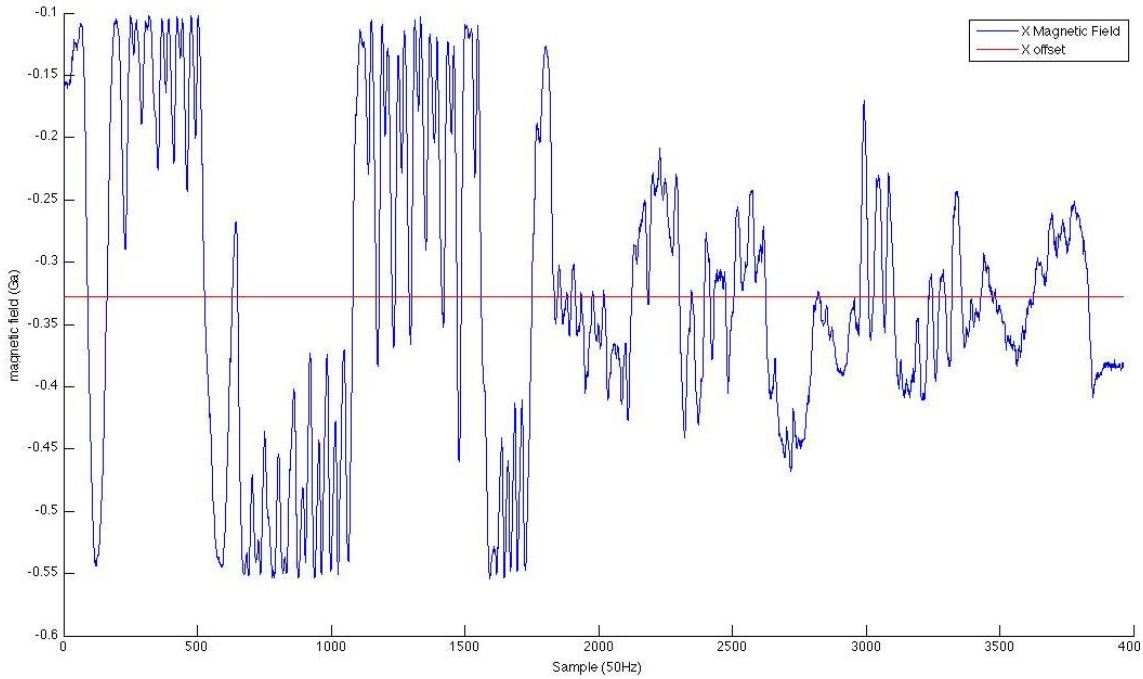


Figura 4.4 - Demonstração do offset causado pela PCB

$$\begin{pmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} = \vec{B}_{sensor} - \vec{B}_{PCB} = \begin{pmatrix} B_{x_{sensor}} - offsetX \\ B_{y_{sensor}} - offsetY \\ B_{z_{sensor}} - offsetZ \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Este procedimento realizado para a calibração do magnetômetro foi efetuado em todos os eixos e os valores encontrados para o *offset* foram definidos como constantes no software embarcado. Há outros métodos conhecidos que são utilizados para remover esse deslocamento, um destes métodos consiste em determinar o deslocamento calculado anteriormente sem o efeito do campo magnético da terra presente, que é eliminado utilizando um disco de ferro, aproximando-o do sensor. Outro método utiliza um objeto de ferro maciço, onde é medido o campo magnético constante da terra, independentemente da orientação no espaço (o campo magnético da terra afeta ligeiramente o campo induzido pela PCB e, por conseguinte, a medida da amplitude). Nesta calibração, a distribuição do campo magnético da Terra é medido de forma elíptica em vez de esférica.

4.3. Determinação angular através do giroscópio

O giroscópio de 3 eixos permite obter diretamente a velocidade angular de rotação do quadricóptero sobre seus eixos. A equação (4.5) dá a relação entre a velocidade de rotação do modelo e a velocidade angular relativa aos ângulos de Tait-Bryan definidos anteriormente.

$$\begin{pmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \sin\theta \tan\varphi & \cos\theta \tan\varphi \\ 0 & \cos\theta & -\sin\theta \\ 0 & \sin\theta \sec\varphi & \cos\theta \sec\varphi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\theta}_{xyz} \\ \dot{\phi}_{xyz} \\ \dot{\psi}_{xyz} \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

sendo $\dot{\theta}_{xyz}$ a velocidade de rotação em torno do eixo x, $\dot{\phi}_{xyz}$ a velocidade de rotação em torno do eixo y e $\dot{\psi}_{xyz}$ a velocidade de rotação em torno do eixo z.

A equação (4.5) utiliza o método dos quatérnions para determinar a matriz de rotação. Integrando as velocidades angulares calculados em (4.5), é possível obter os três ângulos de Tait Bryan. A integração é dada pela equação (4.6).

$$\theta(t + dt) = \theta(t) + dt * \dot{\theta}(t) \quad (4.6)$$

4.4. Comparação entre o acelerômetro e o giroscópio

As equações (4.1) à (4.6) foram implementadas no microcontrolador em C++. Ambos os métodos (utilizando acelerômetro e giroscópio) foram comparados com o auxílio da ferramenta Matlab. A Figura 4.5 evidencia as vantagens e desvantagens de cada método para a determinação do ângulo.

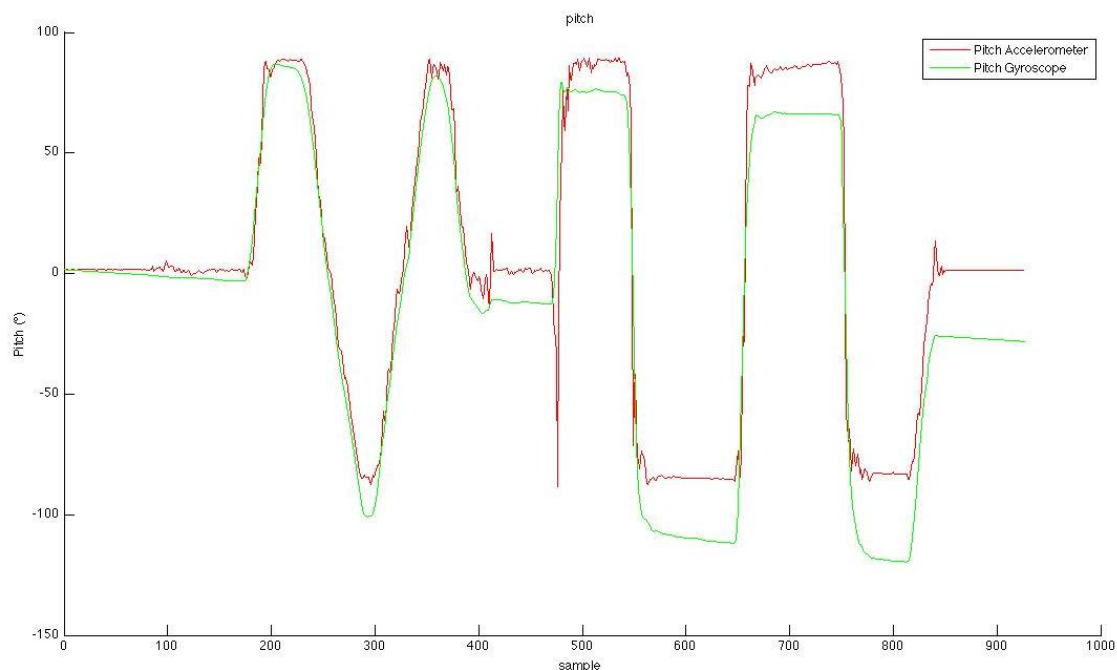


Figura 4.5 - Comparação entre o cálculo do ângulo pelo acelerômetro e pelo giroscópio

É possível notar que o método de medição que utiliza o acelerômetro possui bastante ruído de alta frequência, apresentando assim uma imprecisão. Entretanto, este valor medido do acelerômetro não possui nenhuma deriva nem *offset*, pois utiliza como referência o campo gravitacional da terra. O mesmo efeito é observado quando utilizamos o magnetômetro. O método de medição que utiliza o giroscópio é mais preciso dado ao fato de não possuir ruído de alta frequência, mas o sensor possui uma deriva linear (ruído em baixa frequência). O desvio observado no método de medição com o giroscópio é devido à presença de *offset* para o valor da velocidade angular, quando se encontra em repouso. Este *offset* pode ser minimizado através da medição do deslocamento ao longo de um período suficientemente grande, subtraído então do valor medido (equação (4.7)). Contudo, depois de um período muito longo um ligeiro desvio é inevitável.

$$\theta(t + dt) = \theta(t) + dt * [\dot{\theta}(t) - \text{offset}(\dot{\theta}(t)_{\text{período}})] \quad (4.7)$$

4.5. Fusão dos sensores

Levando em conta as vantagens e desvantagens de cada um dos sensores são aplicadas técnicas que utilizam seus dados para que um compense o outro. O objetivo foi utilizar apenas medidas de resultados estáveis, para obter um valor correto e preciso, pois ambos os sensores, quando utilizados separadamente, não fornecem medidas estáveis.

Neste projeto foram estudadas duas técnicas, o filtro complementar e o filtro de Kalman. O filtro complementar possui uma complexidade matemática menor quando comparado ao Kalman, que por sua vez apresenta métodos mais robustos para o cálculo dos ângulos.

4.5.1. Filtro complementar

O filtro complementar é a forma mais simples e intuitiva para utilizar dois sensores de modo que um melhore a medida do outro. Este filtro consiste em um filtro passa baixa, utilizado para remover altas frequências contidas no sinal, neste caso proveniente do acelerômetro, e em um filtro passa alta para remover a deriva do giroscópio. A Figura 4.6 mostra a construção geral do filtro complementar e a equação (4.8) representa a equação correspondente no tempo.

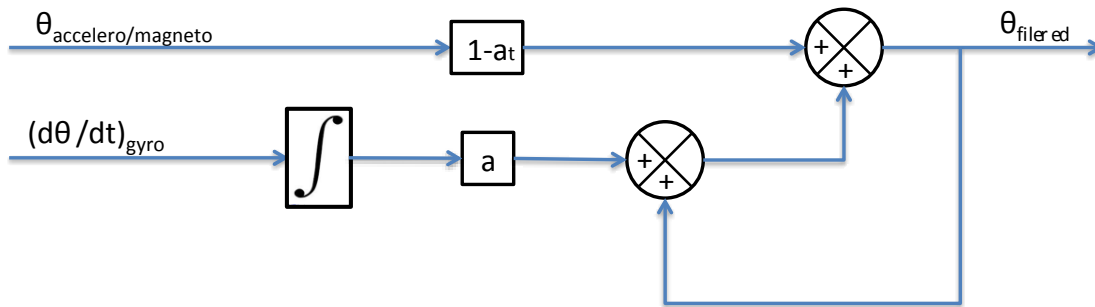


Figura 4.6 - Esquemático do filtro complementar de primeira ordem
Fonte: O autor (2014)

$$Angle(t + dt) = a * [Angle(t) + AngularSpeed_{gyro}(t) * dt] + (1 - a) * Angle_{accelero}(t) \quad (4.8)$$

O único parâmetro do filtro complementar é a frequência de corte, que é definida pelos ganhos a e $(1 - a)$ utilizados no filtro. A equação (4.9) é a relação entre o ganho e a frequência de corte f_c , podendo também ser representada pela constante de tempo τ .

$$a = \frac{\tau}{\tau + dt} = \frac{1}{1 + 2\pi f_c dt} \quad (4.9)$$

Com o modelo do filtro complementar de primeira ordem, é possível implementar um filtro complementar de segunda ordem. O esquemático e as equações relacionadas ao filtro complementar estão presentes no Anexo B – Filtro Complementar.

4.5.2. Filtro de Kalman

O filtro de Kalman, ao contrário dos filtros complementares, não se baseia em uma frequência de corte, mas sim no modelo físico que rege o sistema e nas medições fornecidas pelos sensores. O sistema linear de um dos ângulos é dado pelas equações (4.10) e (4.11), equação de estado e equação de medição respectivamente.

$$\begin{pmatrix} \theta(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta(t-dt) \\ \dot{\theta}(t-dt) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} dt \\ 1 \end{pmatrix} * \dot{\theta}_{gyro}(t) + \begin{pmatrix} dt \\ 1 \end{pmatrix} * \dot{\theta}_{gyronoise}(t) \quad (4.10)$$

$$\theta_{accelero}(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \theta(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{pmatrix} + \theta_{acceleronoise}(t) \quad (4.11)$$

O filtro possui duas etapas de funcionamento, estimar o valor do ângulo que deve ter o modelo físico ditado pelo valor da velocidade angular e atualizar o valor do ângulo, dependendo do resultado de medição do ângulo do acelerômetro e do grau de confiança que ele traz.

Em regime permanente, a operação do filtro depende do resultado da medição do ângulo do giroscópio (equação de estado) ou o ângulo após a medição do acelerômetro (equação de medição). Esta dependência é fornecida pelas variâncias do ruído de cada um dos sensores que são dadas como parâmetros constantes do filtro de Kalman. Quanto maior for a razão $\frac{\sigma^2(noise(Angle_{gyro}))}{\sigma^2(noise(Angle_{acc}))}$, mais o ângulo calculado seguirá a resposta do acelerômetro que for medida e se a posição for afetada, mais rapidamente a saída é reajustada, uma vez que é aplicado baixa prioridade para o modelo físico. Por outro lado, se a razão for baixa, o modelo físico possuirá uma maior prioridade,

forneendo assim o ângulo a partir do sensor giroscópio. Portanto, em caso de perturbações, o modelo possuirá um reajuste mais lento.

4.5.3. Implementação dos filtros

Vários testes foram realizados para determinar qual filtro é o mais adequado para a aplicação. O objetivo era obter um filtro com menor atraso possível e o mais próximo do comportamento do giroscópio. É importante ressaltar que os dois filtros complementares aplicadas a *priori* têm a mesma frequência de corte (a relação entre o ponto de corte e o parâmetro do segundo filtro de ordem foi estimada com testes).

A qualidade de resposta dos três filtros foi analisada a partir de um degrau aplicado ao ângulo de rolagem (complementar de primeira ordem em verde, complementar de segunda ordem em vermelho, e o Kalman em amarelo) foram comparados com os valores angulares calculados a partir do acelerômetro (em preto) e o giroscópio (em azul), mostrados na Figura 4.7.

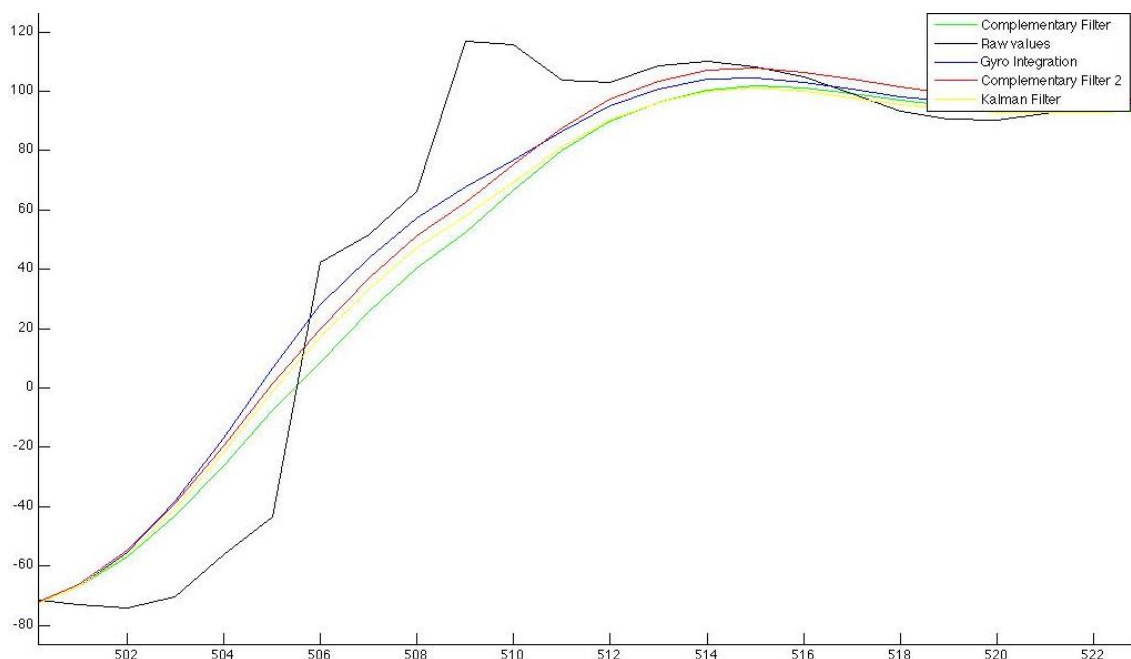


Figura 4.7 - Comparação dos filtros em resposta a um degrau. (amostragem de 50Hz e ângulo em graus)

Observa-se que o filtro complementar de segunda ordem, apresenta uma sobre-elevação causada pelo ângulo calculado pelo acelerômetro (força centrífuga). O filtro complementar de primeira ordem é um pouco mais lento, mas não apresenta sobre-elevação em suas medidas. O filtro de Kalman apresenta-se entre os dois filtros, não tendo a mesma sensibilidade em relação ao ângulo do acelerômetro que o filtro complementar de segunda ordem.

Realizando movimentos rápidos em um mesmo eixo e sem induzir rotação, foi possível observar o resultado, ilustrado pela Figura 4.8, que a aceleração induzida pelo movimento perturba enormemente o valor do ângulo calculado com o acelerômetro (curva preta). O ângulo calculado pelo acelerômetro foi afetado com amplitudes de $\pm 50^\circ$ enquanto que o ângulo calculado a partir do giroscópio (curva azul) se manteve igual. O melhor filtro apresentado foi o que menos reagiu a estas perturbações, sendo este, o filtro de Kalman que está ilustrado pela curva amarela.

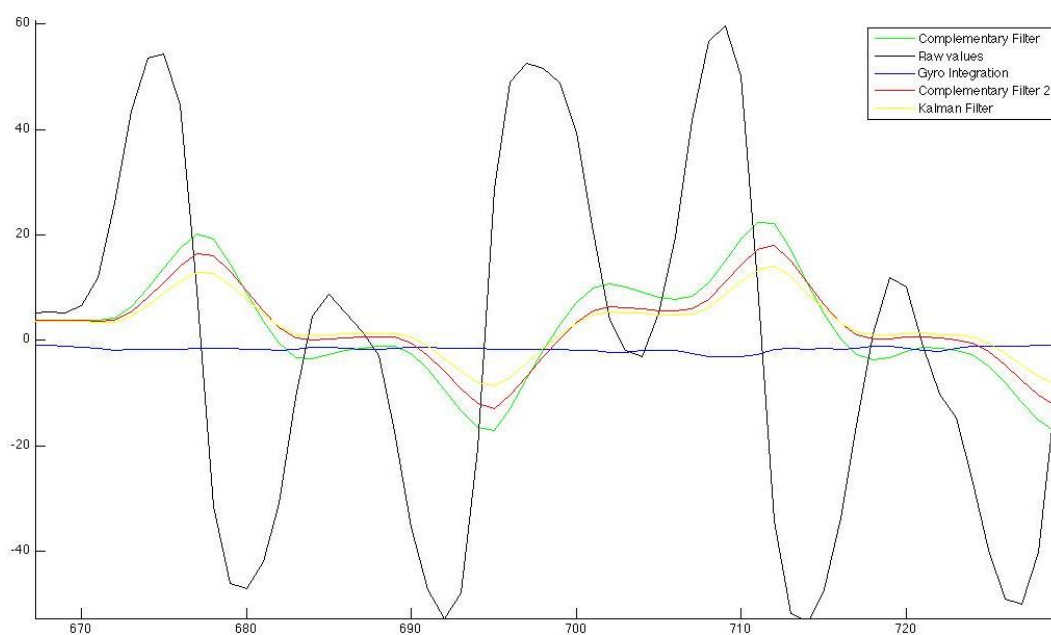


Figura 4.8 - Comparação dos filtros em resposta a movimentos em linha no mesmo eixo e sem rotação

O filtro de Kalman, apesar de seu melhor comportamento em resposta a um degrau ou a uma translação, apresenta um defeito. Quando os sensores estão em repouso, eles possuem um erro de $0,1^\circ$, nos ângulos de inclinação, e de $1,5^\circ$ nos ângulos de rotação, em comparação com outros filtros complementares, que apresentam um erro próximo de zero.

O erro de $0,1^\circ$ não é um problema para os ângulos de inclinação, de fato o quadrirrotor terá sua posição horizontal constantemente corrigida e o giroscópio medirá as oscilações, isso será, portanto o que corrigirá estes erros. É por isso que o filtro de Kalman foi escolhido para o giro e arfagem. Os detalhes do filtro de Kalman são descritos no ANEXO C – Filtro de Kalman

Mas devido ao grande erro sobre o ângulo de rotação, e a mínima importância de seu distúrbio sobre a estabilidade do quadrirrotor, é preferível utilizar um filtro complementar de primeira ordem para determinar o ângulo de rotação.

4.6. Posicionamento

4.6.1. Posicionamento com acelerômetro

Como visto anteriormente, o acelerômetro em posição estática permite medir o campo gravitacional. Entretanto, se o quadrirrotor se move, uma aceleração, ligada a seu movimento vai ser adicionada à gravidade. A fim de conhecer qual é a aceleração, representada por $(\overline{Ax}, \overline{Ay}, \overline{Az})$, é necessário em um primeiro tempo subtrair a componente gravitacional da aceleração medida (Ax, Ay, Az) . A relação entre as duas acelerações é dada pela equação (4.12), demonstração em anexo (ver ANEXO A – Cálculo dos Ângulos do Quadrirrotor).

$$\begin{pmatrix} \overline{Ax} \\ \overline{Ay} \\ \overline{Az} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Ax \\ Ay \\ Az \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -\sin(\varphi) \\ \sin(\theta)\cos(\varphi) \\ \cos(\theta)\cos(\varphi) \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

4.6.1.1. Rotação

Para ter estas acelerações no sistema de coordenadas terrestre ($\overline{AX}, \overline{AY}, \overline{AZ}$), é necessário de aplicar as três rotações, de rolagem, arfagem e guinada. A equação (4.13) permite obter estas componentes (A demonstração desta equação está presente no ANEXO A – Cálculo dos Ângulos do Quadrrirrotor).

$$\begin{pmatrix} \overline{AX} \\ \overline{AY} \\ \overline{AZ} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\varphi)\cos(\psi) & \sin(\theta)\sin(\varphi)\cos(\psi) - \cos(\theta)\sin(\psi) & \sin(\theta)\sin(\psi) + \cos(\theta)\sin(\varphi)\cos(\psi) \\ \cos(\varphi)\sin(\psi) & \sin(\theta)\sin(\varphi)\sin(\psi) + \cos(\theta)\cos(\psi) & \cos(\theta)\sin(\theta)\sin(\varphi) - \cos(\psi)\sin(\theta) \\ -\sin(\varphi) & \sin(\theta)\cos(\varphi) & \cos(\theta)\cos(\varphi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \overline{Ax} \\ \overline{Ay} \\ \overline{Az} \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

Para as equações (4.12) e (4.13), é necessário utilizar os valores dos ângulos filtrados e não aqueles provenientes de métodos com acelerômetro e magnetômetro, como por exemplo, os valores obtidos pelas equações (4.1), (4.2) e (4.3). De fato no caso da aceleração, estes ângulos serão mais perturbados devido à aceleração, e a matriz de rotação estaria então errada.

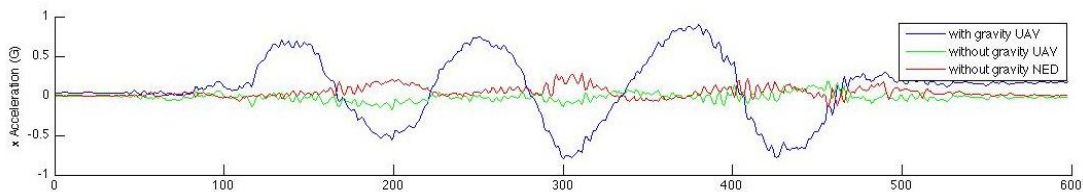


Figura 4.9 - Aceleração medida segundo o eixo do quadrrirrotor antes e depois de ter aplicado (4.12) e (4.13)

Na Figura 4.9, foi observado a aceleração sofrida pelo eixo x do protótipo (curva azul) no qual foi feita a aplicação do giro e da arfagem. É possível observar que após ter utilizado a equação (4.13), a aceleração se manteve praticamente nula (curva verde), com algumas pequenas oscilações e ruídos. Em seguida foi aplicada a equação (4.13), curva vermelha, e foi constatado que ainda traz algumas oscilações, mas o resultado é ainda semelhante.

A matriz de rotação ainda possui alguns erros por causa do uso dos ângulos filtrados. Mas, como dito anteriormente, se isto não for feito, quando o quadricóptero aumentar a velocidade dos motores estes erros serão ainda maiores.

4.6.2. Integrações

Para realizar a transformação de aceleração para velocidade e de velocidade para posição utilizando os dados fornecidos pelo sensor acelerômetro, é aplicada uma integração temporal, descrito pelas equações (4.14) e (4.15).

$$v(t + dt) = v(t) + dt * a(t) \quad (4.14)$$

$$x(t + dt) = x(t) + dt * v(t) \quad (4.15)$$

Aplicando as equações (4.14) e (4.15) após realizar movimentos lineares no sentido Leste-Oeste, foi obtida a velocidade e a posição, ilustrados pela Figura 4.10, curvas vermelhas.

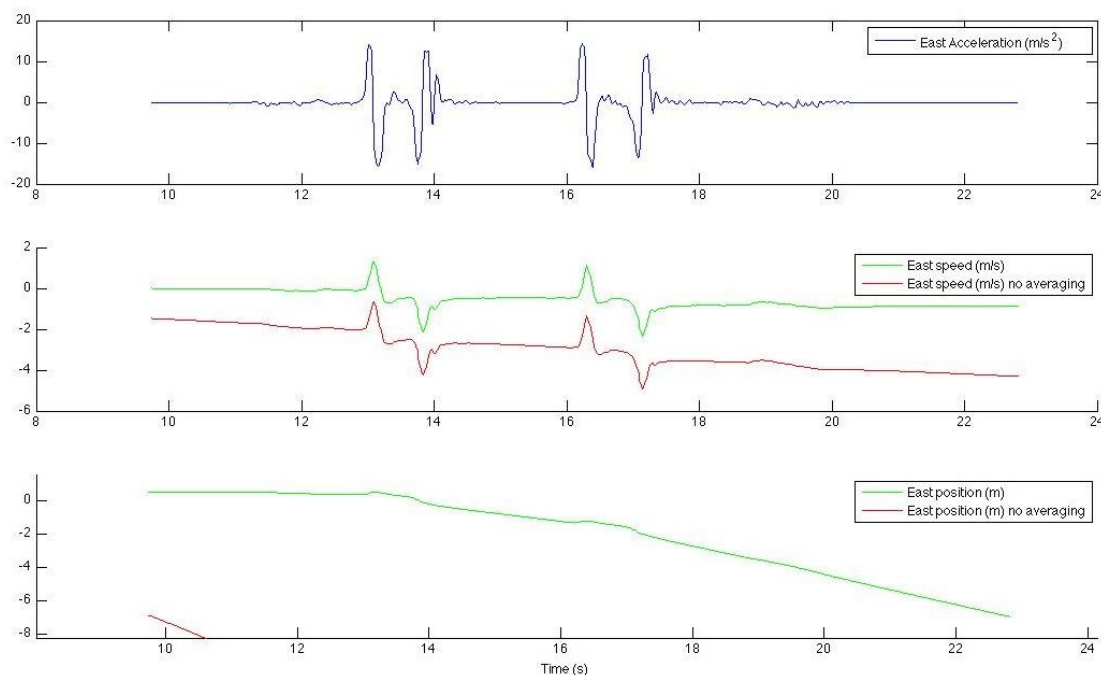


Figura 4.10 - Determinação da velocidade e da posição com a aceleração

Pode-se observar derivas significativas no cálculo da velocidade, principalmente após efetuar um movimento e parar o dispositivo. Tal fato acontece devido as diferenças de áreas sob a curva de aceleração que não são iguais, acima nem abaixo de zero, e podem ser explicadas por erros de precisão, histerese e repetibilidade do acelerômetro utilizado. Estas diferenças de velocidade condizem então a uma flutuação linear sobre o calculo da posição, e então um grande erro sobre a posição. É constatado um erro de 8 metros na posição calculada durante 10 segundos, após realizar somente dois movimentos de 20 cm. Por causa desta flutuação sobre a posição, não foi possível utilizar unicamente o acelerômetro para o cálculo da posição.

4.6.3. Posicionamento com GPS

4.6.3.1. Norma NMEA

Como dito durante a apresentação dos componentes utilizados, o receptor GPS envia por comunicação serial mensagens contendo informações de posicionamento. Sete diferentes tipos de mensagens estão disponíveis, mas somente um tipo de mensagem serve ao propósito esperado, a mensagem

GPGBA, porque esta contém a latitude, longitude e a altitude (dados geográficos). A disposição dos dados recebidos pela mensagem GPGBA assim como o significado de cada um deles está presente na Figura 4.11.

```
$GPGBA,234327.600,2527.3672,S,04914.0971,W,1,6,1.44,940.0,M,0.0,M,,*63\r\n
```

2527.3672: latitude em ddmm.mmmmm

S: hemisfério sul

04914.0971: longitude em dddmm.mmmmm

W: a oeste do meridiano de Greenwich

1 : posição determinada (0 senão)

940.0: altitude acima do mar

63: soma de verificação (*check sum*)

Figura 4.11 - Exemplificação dos dados recebidos pela mensagem GPGBA
Fonte: O autor (2014)

O GPS então foi configurado para receber somente as mensagens do tipo GPGBA de maneira a limitar o tempo de tratamento dos dados. A taxa de transmissão de 115200 Hz, seria necessário $\frac{82(\text{octetos}) * 8(\text{bits/octeto})}{115200(\text{Hz})} = 5.7 \text{ ms}$ para ler apenas uma só mensagem, sendo um valor muito alto para a aplicação.

É por isso a leitura sobre a porta serial se faz por interrupção. A cada vez que um novo caractere é detectado, ele é colocado na memória em um buffer e comparado com o caractere de fim de linha ('/n'). A cadeia de caracteres contidos no buffer é então tratada, é verificado a integridade dos dados transmitidos através do Checksum, e os dados são atualizados se a posição é definida.

A frequência máxima configurável no GPS utilizado é 10 Hz. Com isso, é possível ter uma posição pela leitura da porta serial que é realizada por interrupção, sabendo-se que o tempo transcorrido entre as leituras é igual a 0.1 segundos.

4.6.3.2. Posicionamento

Após ter tratados os dados provenientes da comunicação serial, é possível obter as informações de posição em diversos sistemas de coordenadas e especialmente em nosso referencial terrestre local NED (North East Down) definido como a origem e como ponto de partida do voo do quadricóptero. As equações são descritas no ANEXO D – Coordenadas Geográficas ECEF e NED. Foi observado na Figura 4.12 os traços realmente efetuados em laranja, e os traços do GPS em vermelho, testando assim a precisão do GPS.



Figura 4.12 - Testes com o GPS em campo aberto
Fonte: O autor (2014)

A Figura 4.12 mostra a insuficiência de precisão fornecida pelos dados recebidos do dispositivo GPS. Sendo assim não é viável utilizar somente estes dados para o posicionamento geográfico do modelo. O grau de confiabilidade ainda não é alto o suficiente para o projeto, pois os caminhos percorridos foram todos efetuados em linha reta, e nestes é possível observar imprecisões de até cinco metros em determinados pontos.

4.6.4. Fusão acelerômetro e GPS

Foi realizada a fusão entre o acelerômetro e o GPS com o filtro de Kalman. Utilizando o acelerômetro para conhecer a posição do modelo entre dois pontos GPS fixos. O modelo físico e as equações do filtro de Kalman foram implementadas e estão presentes no ANEXO C – Filtro de Kalman. Entretanto os resultados obtidos até o momento não se mostram confiáveis e não aumentaram significativamente a precisão no traçado original do GPS. Provavelmente será necessário a utilização de um novo GPS que tenha uma maior precisão e preferencialmente uma maior taxa de atualização de coordenadas.

4.6.5. Altitude com sensor de pressão

A partir da pressão atmosférica, é possível de conhecer a altitude graças a equação (4.16) dada abaixo:

$$\text{altitude} = 44300 * \left(1 - \frac{P^{\frac{1}{5.255}}}{P_0} \right) + \text{offset}_{\text{altitude}} \quad (4.16)$$

onde $P_0 = 1013.25$ hPa e P a pressão medida em hPa.

Através da equação (4.17) é possível linearizar as altitudes compreendidas entre 0 e 3000 m, com o objetivo de minimizar recursos utilizados do microprocessador. A Figura 4.13 exibe a linearização obtida com a equação (4.17),

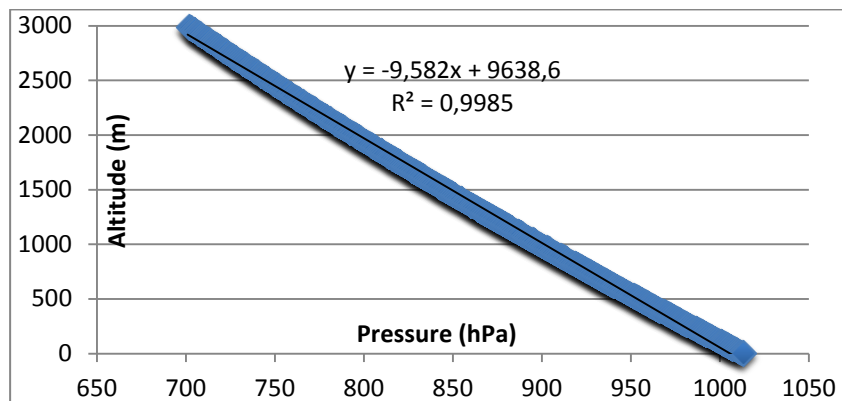


Figura 4.13 - Altitude em função da pressão (curva teórica em azul, linearização em preto)

$$\text{altitude} \simeq -9.582 * P + 9638.6 + \text{offset}_{\text{altitude}} \quad (4.17)$$

A pressão atmosférica varia, além da altitude, com as condições atmosféricas de temperatura e umidade. Dessa forma, não é possível determinar o valor exato da altitude medindo-se apenas a pressão. Como essas variações são em geral lentas comparadas com o tempo de voo do quadricóptero, pode-se tomar como referência a altitude medida no solo (antes do voo) e determinar a altitude durante o voo a partir desta referência. Ainda não foi verificado a influência do vento gerado pelas hélices na medida da pressão, o que pode acarretar erros adicionais.

4.7. Soluções de software

As vantagens do C++ e da programação orientada ao objeto foram utilizadas de uma maneira a construir o programa de maneira lógica e simples.

Na Figura 4.14 estão ilustradas as diferentes classes criadas e como elas se interagem.

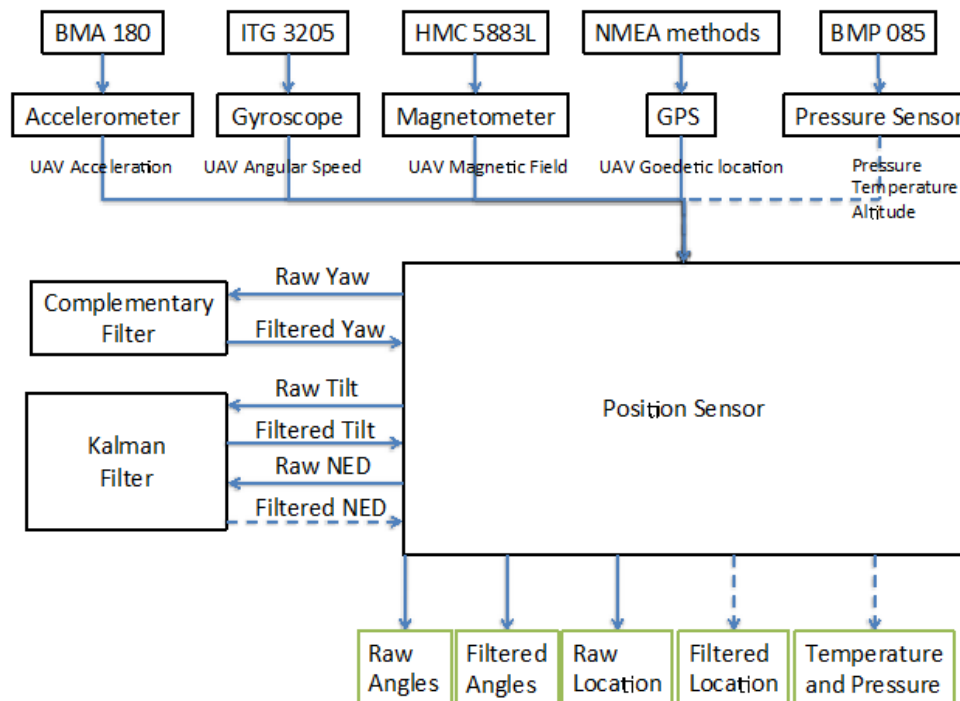


Figura 4.14 - Os diferentes objetos do programa
Fonte: O autor (2014)

Assim, cada sensor (acelerômetro, giroscópio, magnetômetro, sensor de pressão) herda de uma classe de hardware (BMA 180, ITG 3205, HMC 5883L, BMP 085) utilizados para as diferentes configurações possíveis de medidas (sensibilidade e precisão) e para efetuar a comunicação I²C. Esses sensores dispõem de métodos próprios que permitem a melhor interação entre os sensores. A classe GPS herda por sua vez de uma classe NMEA que permite tratar ou enviar mensagens padronizadas NMEA.

Uma classe, chamada PositionSensor, recolhe todos os dados dos sensores e aplica as equações dadas anteriormente comunicando especialmente com as classes ComplementaryFilter e KalmanFilter.

Desta maneira, acaba-se declarando apenas um sensor, PositionSensor, os ângulos de Tait Bryan, filtrados ou não, estão disponíveis assim como a

posição geográfica do quadricóptero. A sequência simplificada do programa segue o organograma apresentado pela Figura 4.15 abaixo.

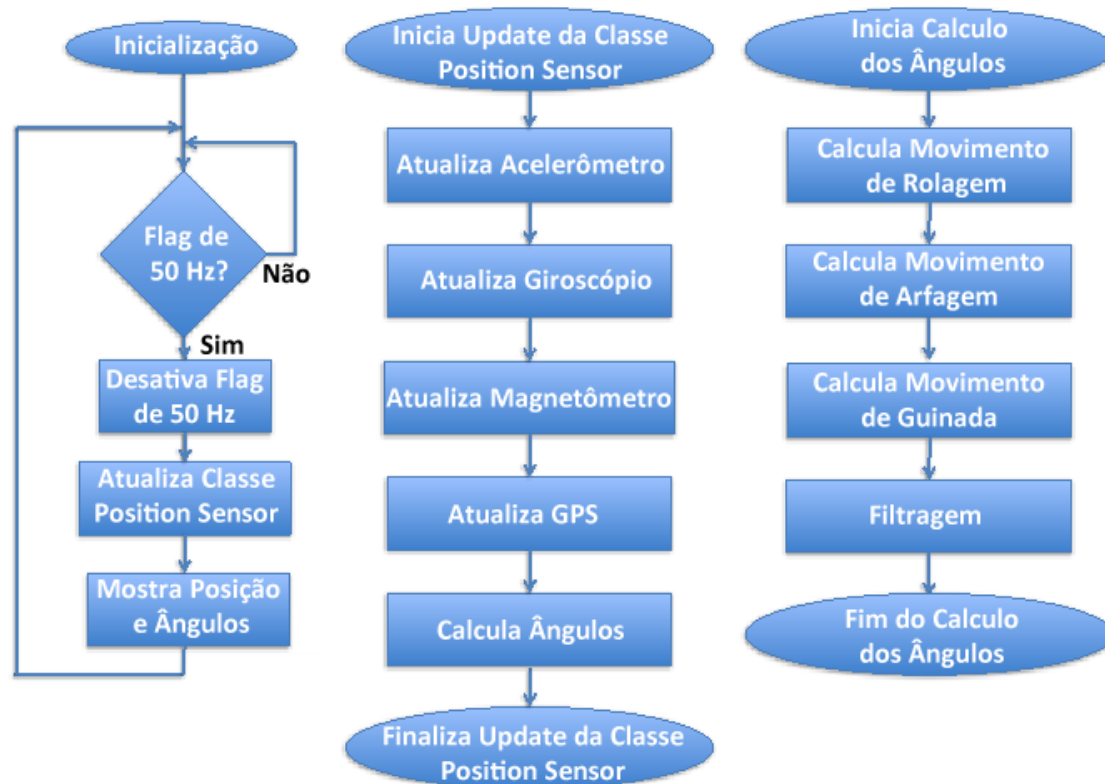


Figura 4.15 - Organograma simplificado do programa

O programa principal consiste de um loop rodando a 50 Hz sem interrupção e a cada 20 ms, o programa atualiza os dados do PositionSensor, e exibe os dados que foram coletados. Para a atualização dos dados, o sensor, PositionSensor realiza uma atualização de todos os dados provenientes dos sensores. Caso um dos sensores não estiver pronto, se um novo dado não está ainda disponível, ele fornecerá o precedente. Utilizando o filtro complementar e o filtro de Kalman é calculado em seguida os ângulos que serão utilizados pelas equações (4.1) juntamente com os valores de velocidade angular calculado com a equação (4.5).

O loop principal deveria originalmente rodar a 200 Hz. Porém, não foi possível alcançar essa velocidade pelo fato de problemas relacionados a

comunicação I²C, diminuindo assim a frequência de comunicação para 100 Hz. Ocasionalmente o I²C master (o microcontrolador) não enviava para o sensor o sinal ACK, a fim de sinalizar a recepção dos dados. O programa ficava então bloqueado. Esses erros são pouco frequentes com a frequência de clock do I²C operando a 100 KHz, e comuns a 400 KHz (envio a cada segundo). A fim de fazer o programa funcionar sem bugs, um watchdog foi adicionado e envia uma condição de parada sobre possíveis erros na comunicação I²C, que travam o programa em execução. As velocidades de execução de diferentes rotinas de leitura dos sensores são mostradas na Tabela 4.1. Foram constatadas que, apesar dos muitos cálculos efetuados, as rotinas que utilizaram mais recursos temporais são aquelas ligadas a comunicações I²C.

Tabela 4.1 - Velocidade de execução de diferentes rotinas em função da frequência do bus I2C

Frequência bus I²C	100 KHz	400 KHz
I²C Magnetômetro	2,817 ms	0,777 ms
I²C Acelerômetro	2,414 ms	0,665 ms
I²C Giroscópio	2,815 ms	0,772 ms
I²C Sensor de pressão	1,478 ms	0,411 ms
GPS (se novos dados)	0,478 ms	0,469 ms
Calculo do ângulo (com filtro)	0,131 ms	0,138 ms
Filtragem de posição	0,129 ms	0,128 ms
TOTAL	10,281 ms	3,361 ms
Frequência	97,3 Hz	297,5 Hz

Assim, se a comunicação I²C pudesse ser modificada (biblioteca bloqueada pelo Mbed), alcançaria amplamente os 200 Hz esperados com os mesmos recursos temporais suplementares para permitir o controle dos motores. Caso os sensores utilizassem protocolo de comunicação SPI, provavelmente estes problemas não aconteceriam.

5. RESULTADOS

Para poder trabalhar com o modelo do VANT de modo mais preciso, foi necessário realizar um reajuste no filtro complementar e o balanceamento das hélices. Os resultados aqui apresentados, referentes ao filtro complementar, tem como base os experimentos da seção 4.5.1. Os resultados referentes ao balanceamento das hélices foram obtidos através dos experimentos detalhados anteriormente na seção 3.1.1. Ainda, foram realizados experimentos no sistema do VANT, obtidos através de simulações no software Matlab e experimentos no modelo. As simulações possuíram um papel essencial, contribuindo para a sintonia do controlador PID em um ambiente controlado. Todos os ajustes dos parâmetros foram realizados através de simulações para então serem testados em experimentos no modelo. Todos os resultados obtidos são apresentados nas seções seguintes, em ajuste do Filtro Complementar, resultados do balanceamento das hélices, resultados das simulações e resultados experimentais.

5.1. Ajuste do Filtro Complementar

Durante os experimentos realizados no protótipo, submetendo-o a um distúrbio de vento, simulando assim uma situação real, onde correntes de vento podem afetar a estabilização do modelo, o controle do modelo possuía tendência a divergir de acordo com o tamanho do distúrbio. Analisando as medidas de angulação para os movimentos de arfagem e rolagem, percebeu-se falhas nas medidas, como pode ser visto na Figura 5.1.

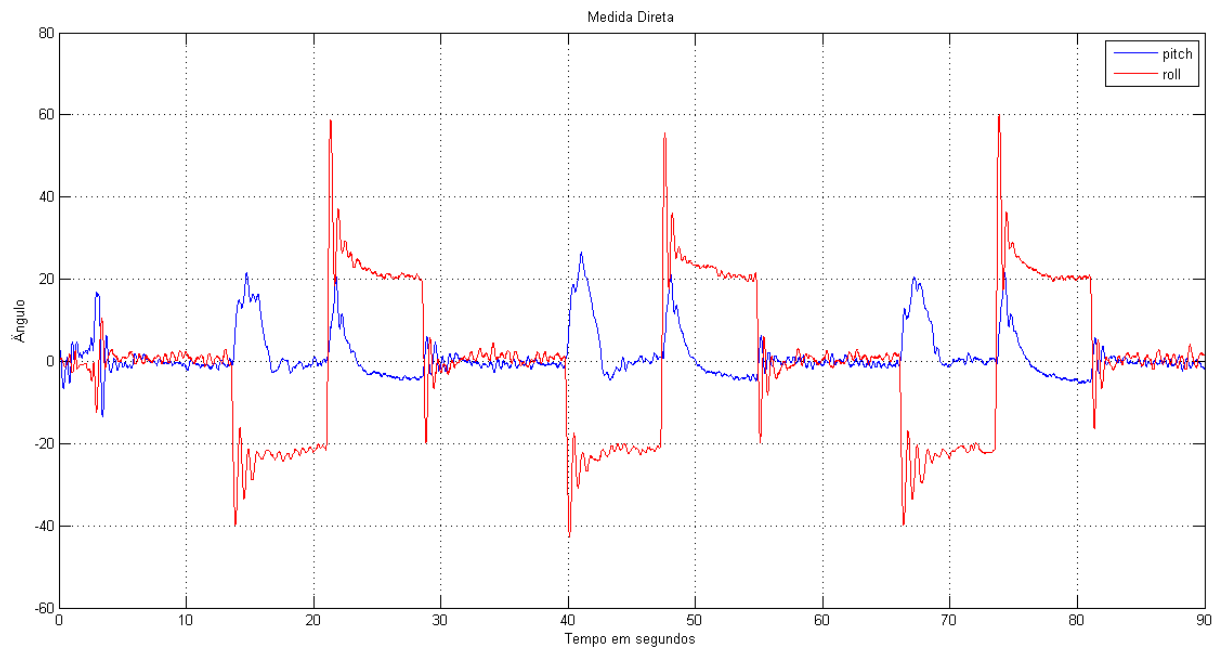


Figura 5.1 - Gráfico dos ângulos dos movimentos de arfagem (em azul) e rolagem (em vermelho) com filtro complementar mal calibrado, observando assim o decaimento das medidas muito após o pico inicial

Mantendo os motores desligados e aplicando manualmente um degrau em cada eixo, variando assim a angulação do modelo, foram realizadas novas medidas dos movimentos de arfagem e rolagem (Figura 5.2), garantido um ângulo fixo para as variações. Assim, foi possível inferir que o ganho para o sinal do acelerômetro (responsável pelas medidas em baixas frequências) estava muito pequeno, uma vez que a medida fornecida pelo giroscópio (responsável pelas medidas em alta frequência) se sobressaía.

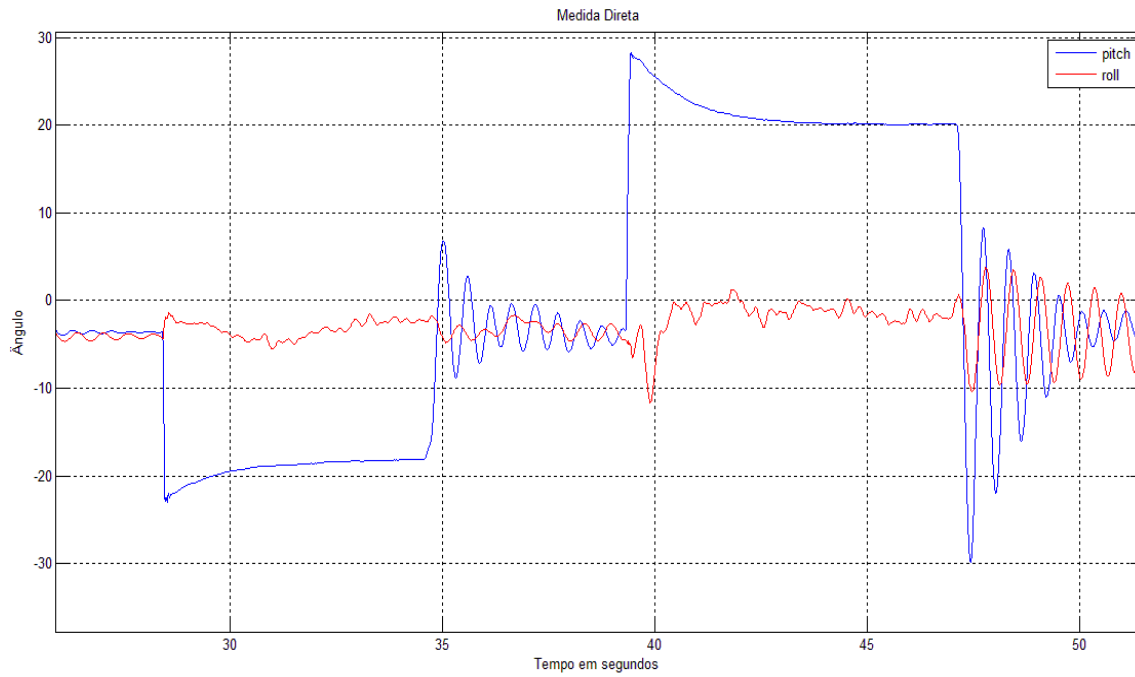
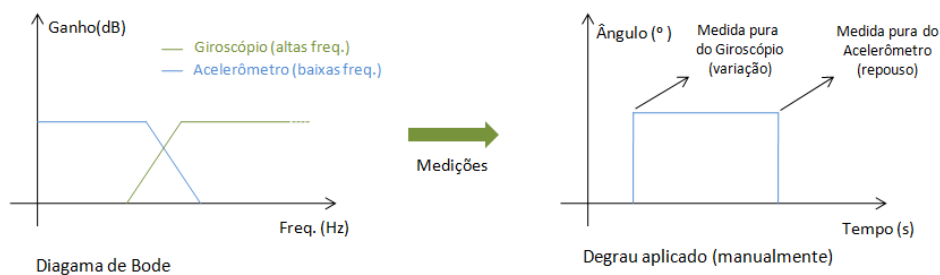


Figura 5.2 - Gráfico dos movimentos de arfagem (em azul) e rolagem (em vermelho) para um degrau aplicado manualmente e com os motores desligados, contendo decaimento dos ângulos mesmo quando não há variação

O erro encontrado no Filtro Complementar é explicado na Figura 5.3, que contém um diagrama de Bode, com frequências de corte quando estabelecidas iguais e desiguais, tendendo a uma medida viciada. Com isso, foi preciso reduzir o ganho do giroscópio G_g , medindo o ângulo do acelerômetro ϕ_a e o ângulo do giroscópio ϕ_g , e imponto um novo ganho G'_g , tal que resultasse igual ao do acelerômetro (5.1).

$$G'_g = G_g \frac{\phi_a}{\phi_g} \quad (5.1)$$

Filtro complementar bem calibrado



Filtro complementar mal calibrado

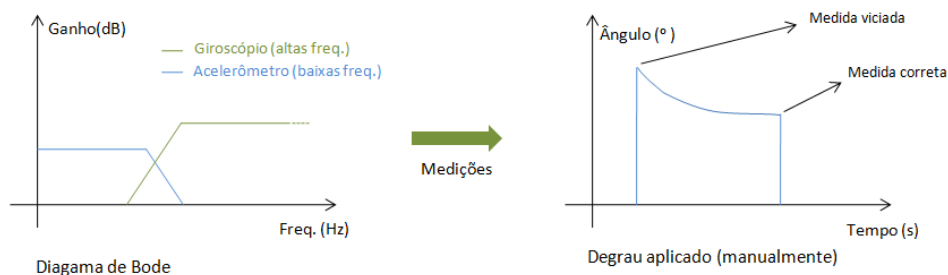


Figura 5.3 - Desenho explicativo do problema de má calibração do Filtro Complementar
Fonte: O autor (2014)

Através dos dados das medidas da Figura 5.2 obteve-se $\phi_a = 24,0^\circ$ e $\phi_g = 30,6^\circ$, e deste modo $G'_g = 0,784 * G_g$. Realizando os mesmos procedimentos explicados anteriormente, onde um degrau é aplicado manualmente com os motores desligados, e aplicando os novos ganhos encontrados, as medidas permaneceram aproximadamente constantes do início ao fim, tanto para o movimento de arfagem quando para o movimento de rolagem. O gráfico resultante pode ser visto na Figura 5.4.

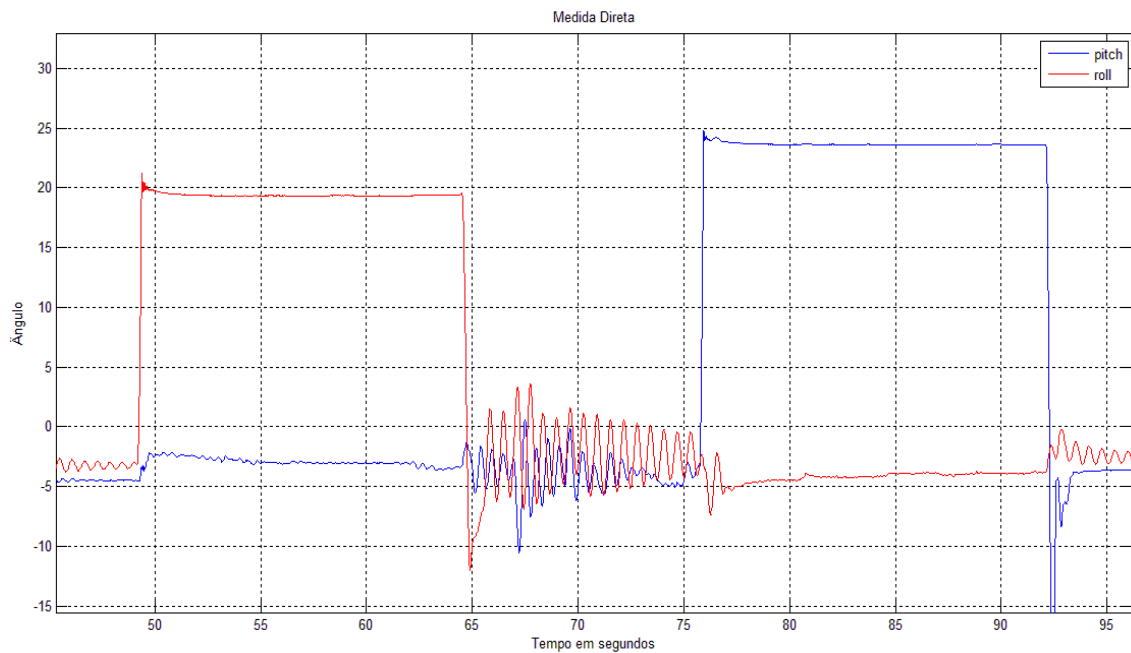


Figura 5.4 – Gráfico da variação do ângulo, a partir de um degrau manual com os motores desligados, dos movimentos de arfagem (em azul) e rolagem (em vermelho) após ajuste dos ganhos do filtro complementar, com variação mínima nas medidas

5.2. Resultados do balanceamento das hélices

O objetivo foi o de minimizar as oscilações provenientes do conjunto motor-hélice através da centralização do centro de massa da hélice. Para isso, utilizou-se fita adesiva, deslocando assim o centro de massa de modo que as vibrações diminuíssem. A partir de uma hélice que fora balanceada por tentativa e erro, adicionou-se fita adesiva gradativamente ao braço que ainda não havia sido alterado, observando o aumento da amplitude das oscilações. O processo consiste em aumentar gradativamente a área de fita adesiva (um milímetro no comprimento por vez), verificando assim o aumento ou diminuição das oscilações monitoradas por osciloscópio. Aplicando o valor de PWM de 48%, sendo este o valor observado de ressonância na hélice, foi possível observar a não linearidade da tensão de oscilação em relação ao comprimento de fita adesiva.

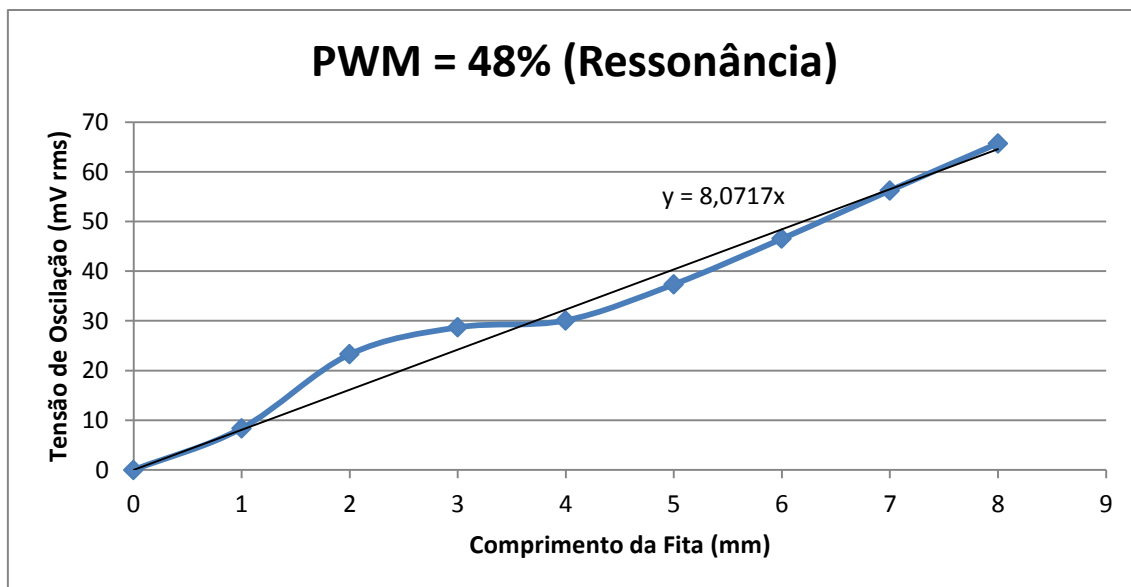


Figura 5.5 - Gráfico do valor RMS das oscilações versus o comprimento de fita adesiva aplicado para o regime de ressonância

Foram estabelecidos como satisfatórios sinais com valor RMS abaixo de 15 mV e com tensão pico a pico menor que 20 mV. Na Figura 3.4 foi apresentado o monitoramento das vibrações de uma hélice não balanceada, e na Figura 5.6 é possível visualizar uma hélice que passou pelo procedimento de balanceamento. O gráfico apresentado é proveniente de um osciloscópio, contendo o sinal harmônico correspondente às oscilações lidas pela célula de carga e a onda quadrada ao sinal ótico gerado pelo LED e pelo fototransistor. Comparando as medidas antes e depois da adição de massa, pode-se ver que a tensão pico a pico passou de 60 mV para 15 mV e o valor RMS do sinal passou de 18 mV para 5 mV.

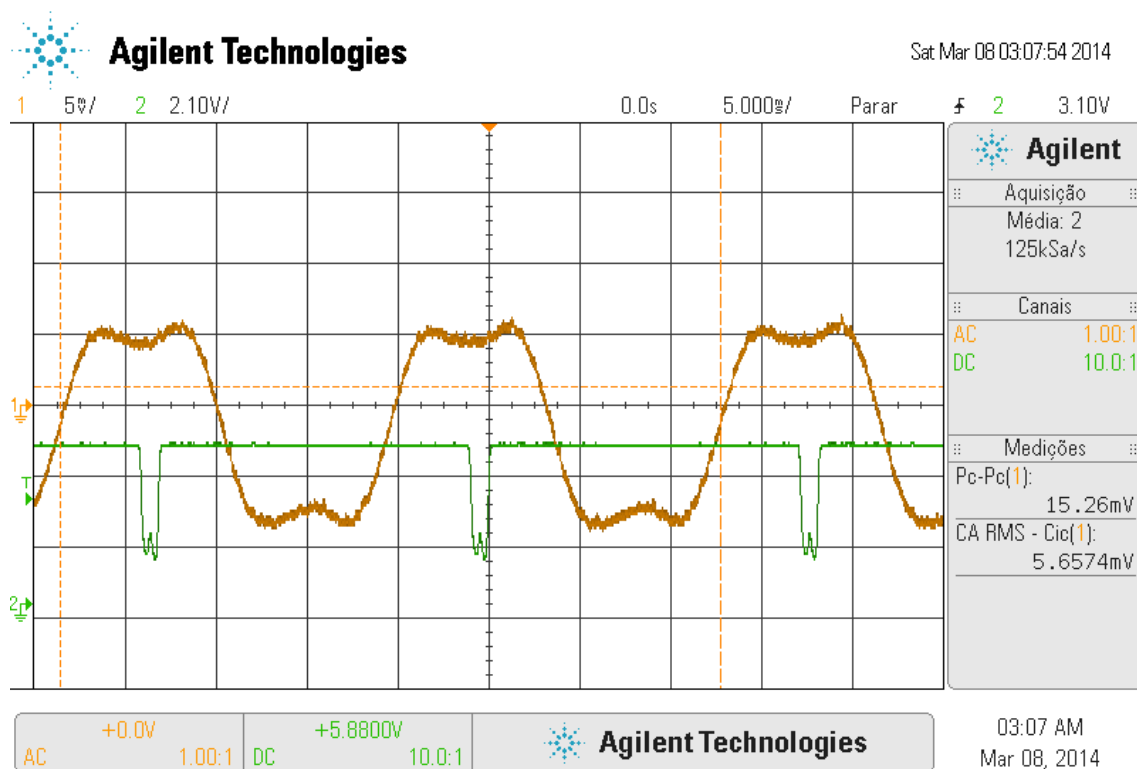


Figura 5.6 - Gráfico do sinal harmônico corresponde às oscilações lidas pela célula de carga e a onda quadrada ao sinal do par ótico (LED e fototransistor) proveniente do osciloscópio

5.3. Resultados das simulações

No software Matlab, utilizando a ferramenta Simulink, o modelo foi projetado contendo os componentes de entrada que serão controlador, como as entradas PWM para os motores, e os componentes de saída, como o ângulo de inclinação do quadrirrotor, que serão analisados e comparados com o comportamento do modelo experimental. Esse sistema projetado contém os modelos dos motores descritos na seção 3.4, com entrada PWM para o sinal e saída em rotações por segundo (RPS). Esta saída em RPS foi necessária para a equação de conversão do empuxo (5.2), que converte RPS em empuxo. A equação foi extraída do gráfico da Figura 3.5. O sistema também contém a função de transferência do quadrirrotor, obtida através da transformação da equação (3.5) para tempo contínuo, contida na seção 3.5, que resulta no ângulo de inclinação do modelo de acordo com o empuxo dos motores. Por último é implementado o controlador que possui como entradas o ângulo de inclinação do modelo e o ângulo de referência, e como saída os sinais PWM

dos motores. O diagrama em blocos do modelo projetado pode ser visto na Figura 5.7.

$$empuxo = 1.25 * (0.07583 - 0.0138u + 0.00062u^2) \quad (5.2)$$

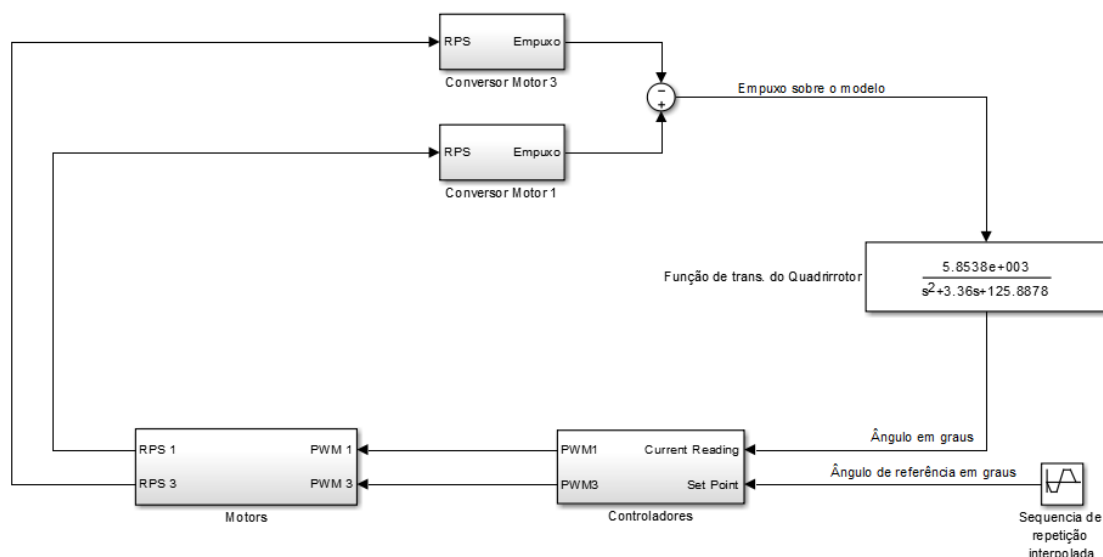


Figura 5.7 - Modelo do quadrrorotor do Matlab

O modelo da Figura 5.7 possui apenas o comportamento para um dos eixos, pois como o quadrrorotor é simétrico torna-se possível obter uma equação de transferência para o eixo X livre e o eixo Y fixo na plataforma de testes e outra para o eixo Y livre e o eixo X fixo na plataforma de testes, de modo que ambas as equações são semelhantes e possuem o mesmo comportamento. Entretanto para a identificação do modelo ser a mais próxima possível do real, devem-se deixar ambos os eixos livres e operar os 4 motores simultaneamente. Os dois motores acoplados ao eixo que não está sendo analisado, alteram a dinâmica do conjunto devido à conservação do seu momento angular. A plataforma de testes será detalhada na seção seguinte. A única diferença significativa na simetria do quadrrorotor é devida à bateria, pois a mesma é um paralelepípedo cujos lados possuem tamanhos distintos. O lado mais longo da bateria está paralelo ao eixo X e consequentemente

perpendicular ao eixo Y. Todas as aferições dos dados foram realizadas a uma taxa de amostragem de 200 Hz, assim para taxa de amostragem do modelo foi aplicada esta taxa.

Tanto nas simulações quanto nos experimentos, utilizou-se o mesmo sinal de referência ou sinal de *set-point*, que seria equivalente a realizar um deslocamento do VANT nas direções X e Y, seguido de retorno à posição inicial. Primeiramente o movimento foi realizado no eixo X, ou movimento de arfagem, e em seguida no eixo Y, ou movimento de rolagem. Os resultados para a simulação do sistema calculado estão contidos na Figura 5.8, a curva de resposta é representada pela linha contínua em azul para os movimentos de arfagem (a) e rolagem (b) em função do tempo, dado um sinal *set-point* de referência (linha pontilhada preta).

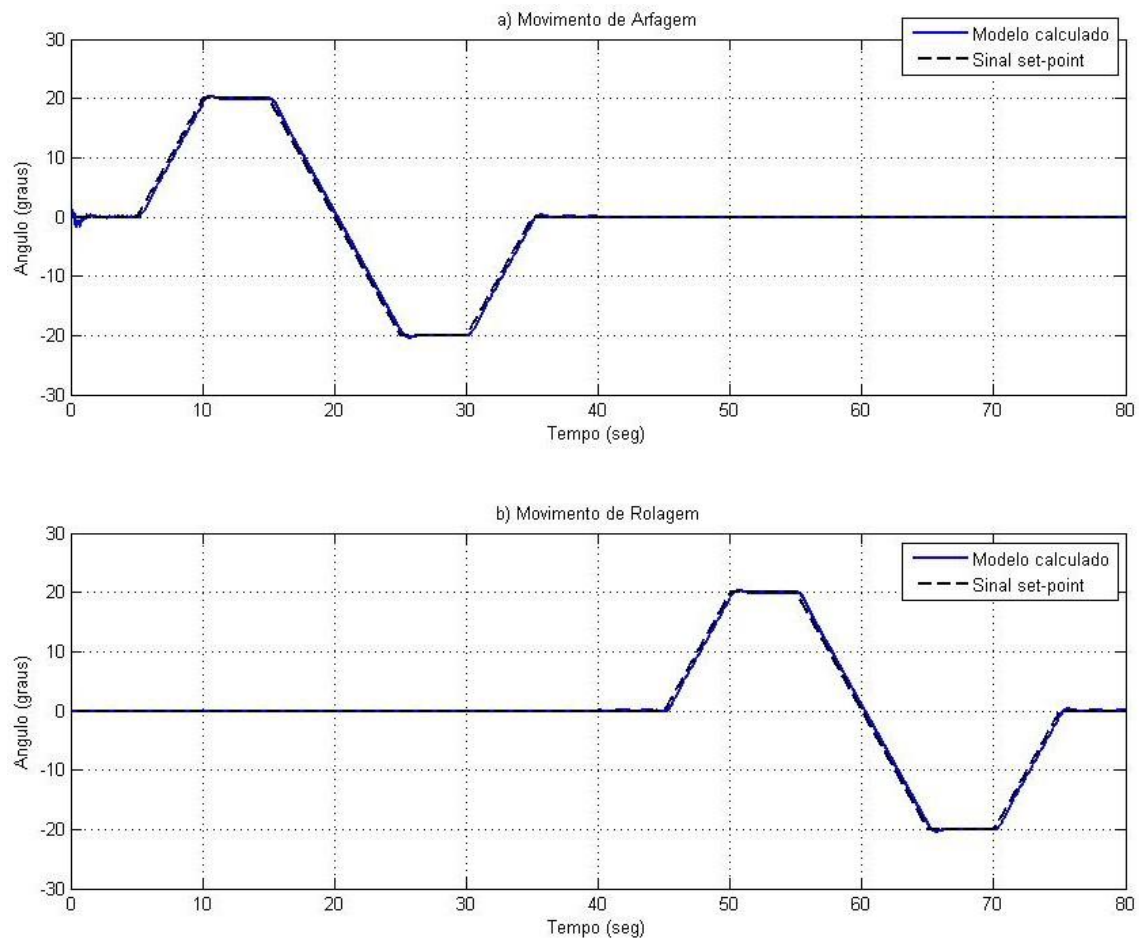


Figura 5.8 - Simulação no Matlab do modelo identificado (linha contínua em azul) para os movimentos de arfagem (a) e rolagem (b) em função do tempo, dado um sinal *set-point* de referência (linha pontilhada preta)

Foi observado que o comportamento do modelo na simulação do Matlab é muito rápido e estável, praticamente sem atraso e sobressinal, para as respostas do movimento de arfagem e rolagem. Também é importante notar que não há nenhuma influência entre os movimentos de arfagem e rolagem, sendo crucial para manter a direção certa do VANT.

O resultado mostrado nos gráficos da Figura 5.8 foram obtidos com o controlador PID calculado, conforme descrito na sessão de sintonia do controlador PID (3.7.1). Os ganhos foram encontrados pela solução da equação (3.19). O método para alocação de pólo utilizado consiste em alocar os pólos de malha fechada na mesma direção radial de cada correspondente pólo de malha aberta em direção à origem do plano Z. A Tabela 5.1 mostra os valores de ganhos encontrados para as constantes P, I e D dos movimentos de

arfagem e rolagem, e as constantes P e D para o movimento de guinada e a altura. Utilizando os valores da tabela como referência, foram efetuados ajustes empíricos na tentativa de obter uma otimização da resposta, porém não houve melhoria de performance.

Tabela 5.1 - Ganhos encontrados para o controlador PID

Controlador	P	I	D
Arfagem	0,0007	0,008	0,0004
Rolagem	0,0007	0,008	0,0004
Guinada	0,5		0,01
Altura	6,23	-	4,66

Este controlador foi submetido a simulações com um sinal de perturbação externa. Para isso, foi adicionado um sinal de perturbação ao sinal de saída da função de transferência do quadrirrotor. Este sinal exerce uma mudança abrupta sobre o ângulo de inclinação do quadrirrotor, forçando o controlador a responder rapidamente. Após 5 segundos em regime contínuo, o sinal de perturbação realiza uma mudança gradativa de 0 grau a 40 graus e depois voltando a 0 grau, entre os tempos de 5 segundos a 5,2 segundos. Durante toda a simulação, o *set-point* permanece inalterado, estabelecido em 0 grau. Na Figura 5.9 é apresentado o gráfico da simulação do sistema (linha contínua em azul) com efeito da perturbação (linha contínua em vermelho) em função do tempo, dado o sinal *set-point* de referência constante (linha pontilhada preta).

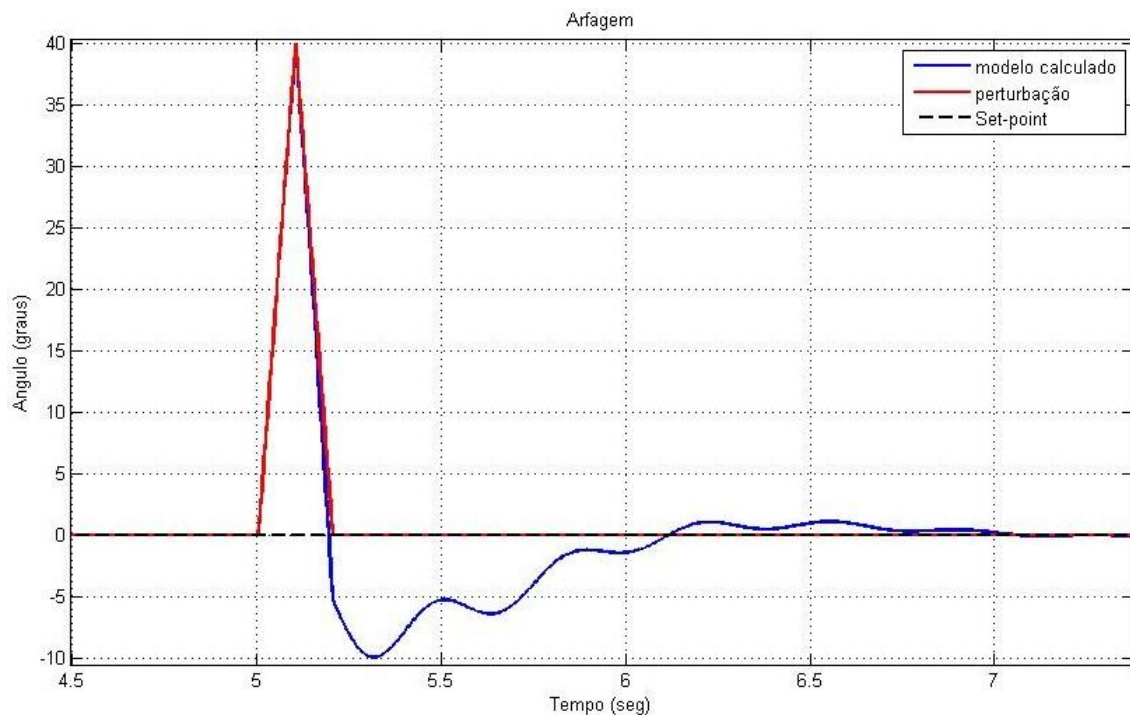


Figura 5.9 - Simulação no Matlab do modelo identificado (linha contínua em azul) para o movimentos de arfagem com a adição de uma perturbação (linha contínua em vermelho) em função do tempo, dado um sinal *set-point* de referência constante (linha pontilhada preta)

Devido à amplitude do sinal de perturbação o sinal de resposta do sistema possui uma sobre-elevação mediana, de aproximadamente 10 graus. No ambiente real, se o modelo sofrer perturbações externas, como fortes rajadas de ventos, que atinjam 40 graus ou acima é provável que o quadricóptero desestabilize e entre em queda, devido ao seu peso e dificuldade de manter a posição. Mesmo o sinal de perturbação possuindo uma magnitude dessas, o modelo possui um comportamento satisfatório, retornado ao sinal de referência em pouco mais de 0,5 segundo e estabilizando em aproximadamente 1 segundo após.

Mantendo a mesma metodologia do teste anterior, foi realizado um teste com o sinal de perturbação exercendo mudanças abruptas seguidas. Ocorrem três mudanças iguais com período de 0,4 segundos e intervalo de 0,2 segundos entre elas. O gráfico resultante da simulação do sistema (linha contínua em azul) é apresentado na Figura 5.10 com efeito da perturbação

(linha contínua em vermelho) em função do tempo, dado o sinal *set-point* de referência constante (linha pontilhada preta).

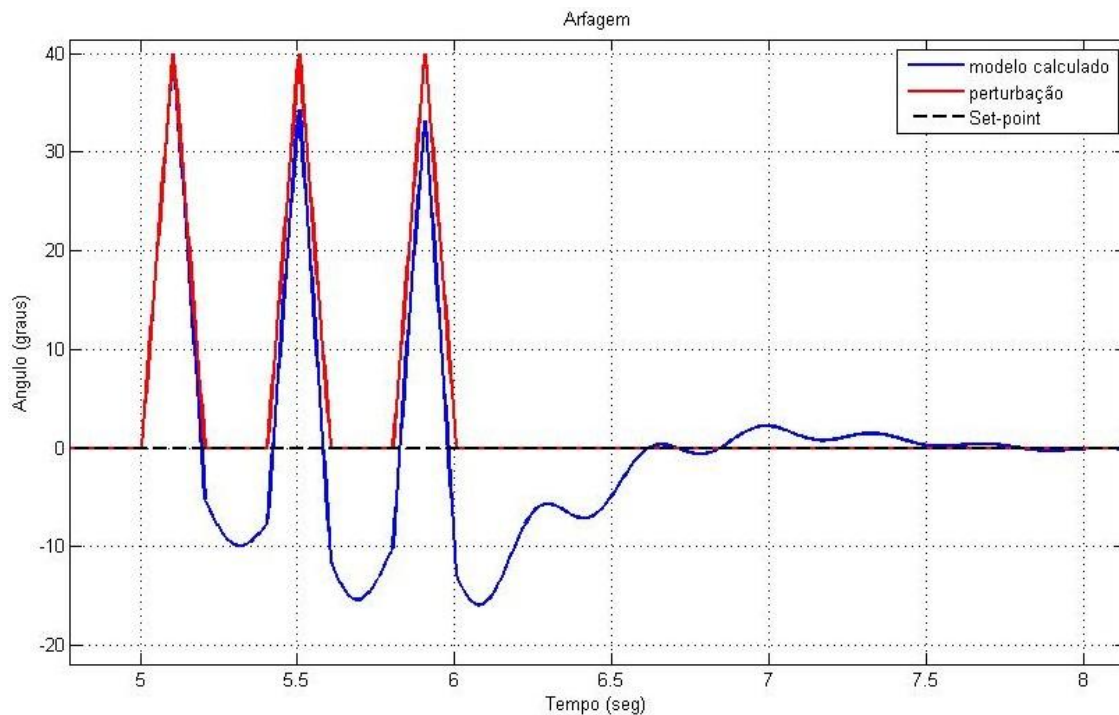


Figura 5.10 - Simulação no Matlab do modelo identificado (linha contínua em azul) para o movimentos de arfagem com a adição de três perturbações seguidas (linha contínua em vermelho) em função do tempo, dado um sinal *set-point* de referência constante (linha pontilhada preta)

Devido à proximidade da frequência da perturbação em relação à frequência natural do modelo, há um aumento crescente da sobre-elevação resultante, chegando a quase 16 graus. Entretanto, a partir do último efeito de perturbação, o tempo para estabilização permanece o mesmo, retornado ao sinal de referência em pouco mais de 0,5 segundo e estabilizando em aproximadamente 1 segundo após.

5.4. Resultados experimentais

Com os resultados da simulação do modelo no software Matlab e os testes realizados com o controlador calculado foram possíveis realizar testes experimentais. Primeiro foram testados os controladores dos ângulos de atitude separadamente, em seguida foram testados os movimentos de arfagem e rolagem juntamente com o controlador de altitude, verificando o comportamento de subida e descida do protótipo juntamente com a estabilização do mesmo, e por último foram realizados testes com todos os controladores atuando simultaneamente.

O primeiro consistiu em fixar um eixo do quadrirrotor na altura do plano das hélices em dois suportes com peso suficiente para que o modelo não fosse derrubado com o empuxo exercido pelas hélices. O objetivo deste teste foi verificar os coeficientes do controlador PID, sendo fiel aos parâmetros impostos pelas simulações, ou seja, testando um eixo por vez, comprovando assim a veracidade da aproximação feita através do método de Sundaresan. O modelo fixado no suporte pode ser visto na Figura 5.11.



Figura 5.11 - Modelo fixo em plataforma de testes permitindo apenas o movimento de arfagem

O segundo teste foi realizado com os eixos dos movimentos de arfagem e rolagem livres, e os eixos do movimento de guinada fixo, de modo que o modelo não se desloque verticalmente e nem em torno de si. Para que possibilitasse somente os movimentos de arfagem e rolagem livres, foi utilizada uma haste, que por meio de suportes de plástico, foi conectada ao centro da cruz do quadrirrotor na altura do plano das hélices. A Figura 5.12 ilustra o modelo fixo na haste por meio dos suportes.



Figura 5.12 - Modelo fixo em plataforma de testes permitindo movimentos de arfagem e rolagem

Foi desenvolvido um programa para ser utilizado nos testes, este segue um valor de referência em forma de rampa, igualmente ao sinal de *set-point* utilizado nas simulações. Primeiramente são inicializados todos os sensores e periféricos que são utilizados, como giroscópio, acelerômetro, *Bluetooth*, etc. Em seguida o programa entra no *loop* principal, que constantemente atualiza os valores dos sensores e verifica as *flags* existentes. Há três *flags* que são utilizadas, uma principal de 200 Hz que é habilitada para realizar os cálculos e atualizar os valores dos motores, e outras duas de baixa prioridade, que habilitam a 5 Hz e são utilizadas para enviar dados para o computador e acionar leds para indicar o funcionamento constante do programa. Na etapa dos cálculos, está incluso a filtragem dos dados dos sensores, que para este programa foi utilizado o filtro complementar devido à simplicidade, podendo ser utilizado o filtro de Kalman. Um diagrama de classes do programa é apresentado na Figura 5.13.



Figura 5.13 - Diagrama de classes do programa de testes

Na Figura 5.14 são apresentados os resultados experimentais obtidos com o VANT, onde o ângulo de resposta encontra-se em forma da linha contínua (em vermelho), para os movimentos de arfagem (a) e rolagem (b) em função do tempo, dado um sinal *set-point* (linha pontilhada preta).

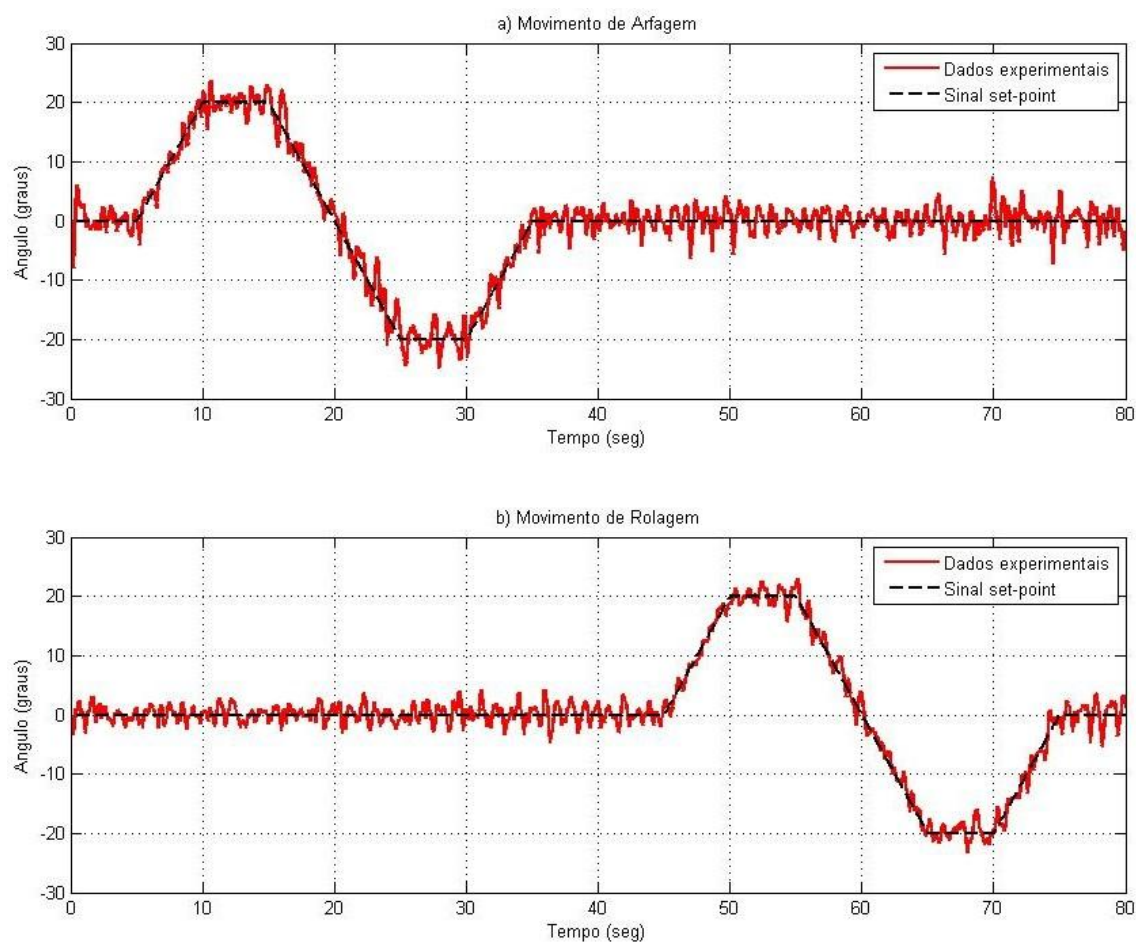


Figura 5.14 - Resultados experimentais do VANT (linha contínua em vermelho) para os movimentos de arfagem (a) e rolagem (b) em função do tempo, dado um sinal *set-point* de referência (linha pontilhada preta)

O comportamento do protótipo foi muito semelhante ao da simulação, exceto pelo ruído de alta frequência presente na saída. Apesar deste ruído, a forma geral da curva ângulo de resposta segue muito bem o sinal de *set-point*. Como na simulação, não há interferência cruzada perceptível entre os movimentos de arfagem e rolagem.

Com os controladores dos movimentos de arfagem e rolagem funcionando satisfatoriamente, o próximo controlador testado foi o de altura. A fixação do módulo ultrassom, que até então não havia sido feita, foi realizada na parte de baixo do modelo, na bateria, de modo que o módulo ficasse o mais próximo do solo mas não em contato com ele. Na Figura 5.15 é possível ver a fixação do módulo ultrassom no protótipo.

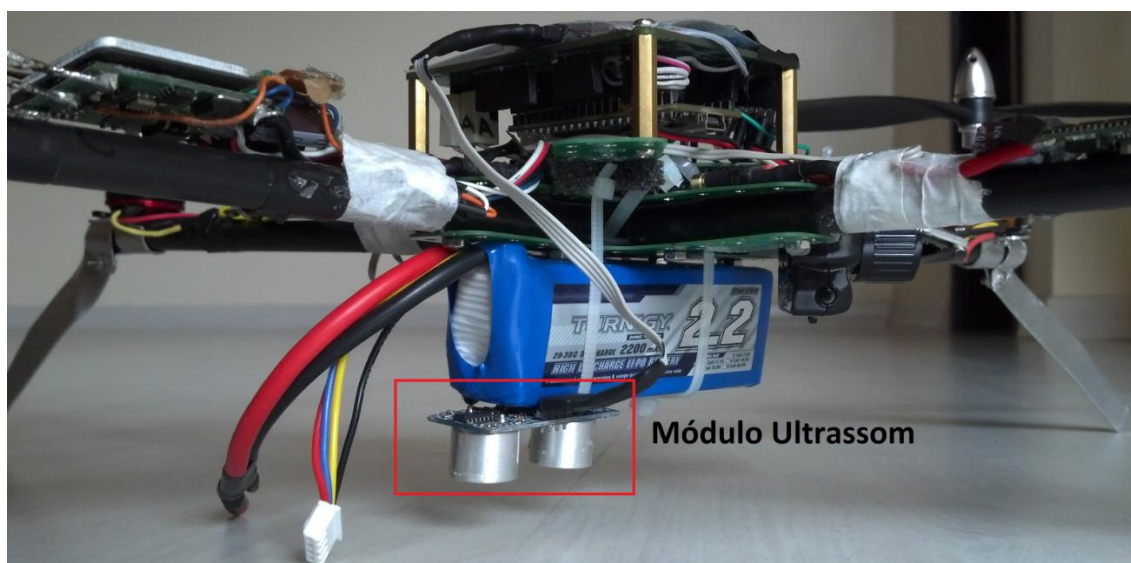


Figura 5.15 - Configuração do módulo ultrassom no protótipo

Com o *loop* principal do programa realizando a medição dos valores dos sensores a 5 ms, a aferição proveniente do sensor de altura apresentava falhas. Para obter um valor do ultrassom, é enviado um sinal através do pino *Trigger* (gatilho) e, através de uma interrupção, é lido o sinal retornado pelo pino *Echo*, para então realizar o cálculo da distância. Na atual condição, foi necessária uma grande precisão no programa, que realiza os pulsos PWM e a leitura do ultrassom ambos por interrupção. Caso haja o atraso em qualquer uma das operações, haverá o erro de medida, para no caso do ultrassom, ou a falha dos motores, para no caso do PWM, o que é falha extremamente crítica, pois pode prejudicar o voo do protótipo ou até mesmo avaria-lo em caso de queda. Como citado anteriormente, para a frequência de 200 Hz do programa, a resolução do sensor não foi precisa, possuindo um erro de sinal periódico. Após realizar a seleção dos valores, descartando qualquer valor que tenha o delta em relação a última medida superior a 10 centímetros, o tempo de resposta do módulo ficou em 25 ms, ou seja, 5 vezes maior que a aferição padrão do programa. Na Figura 5.15, é ilustrado o gráfico dos valores lidos pelo acelerômetro, onde em (a) os valores não foram selecionados (dados experimentais), e em (b) os valores foram selecionados aplicando-se o delta de 10 cm (dados selecionados).

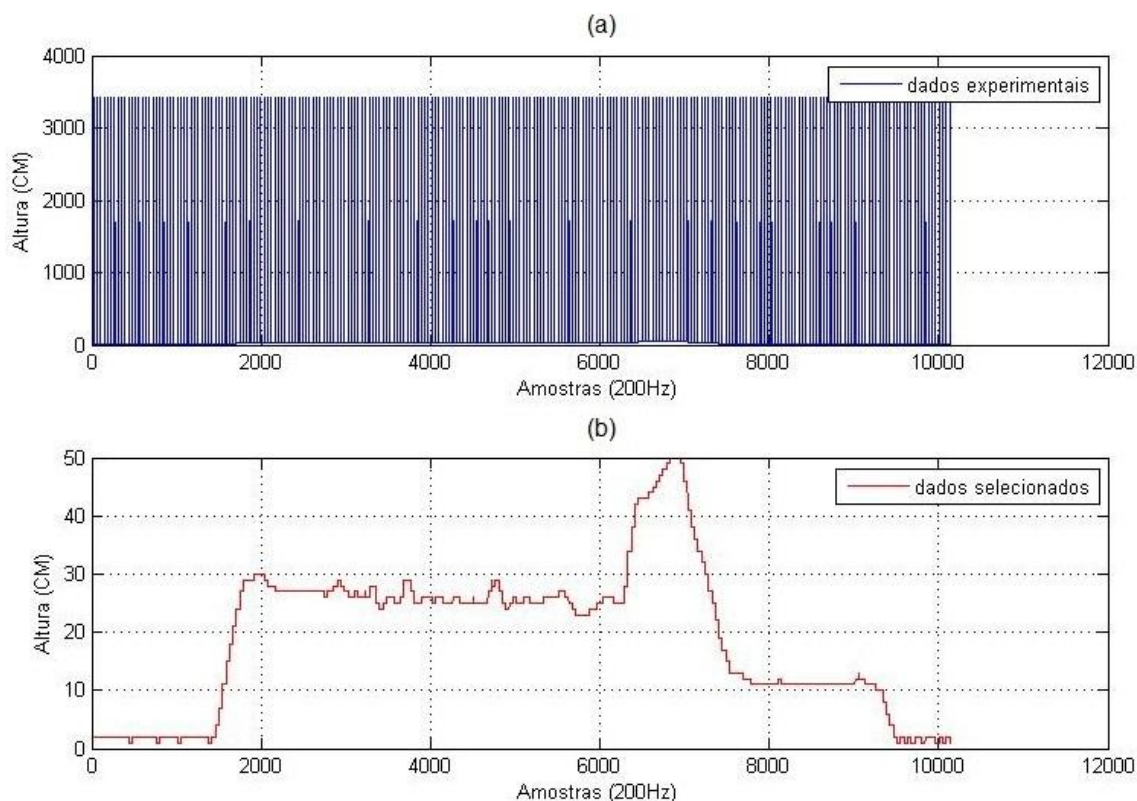


Figura 5.16 - Gráfico dos valores lidos pelo acelerômetro, (a) são os valores não selecionados (dados experimentais), e (b) os valores selecionados aplicando-se o delta de 10 cm (dados selecionados)

Para realizar os testes de altura, sem ainda o controle da guinada ter sido testado, o protótipo foi fixado em uma plataforma onde os movimentos de arfagem e rolagem, juntamente com a altura, eram permitidos e o movimento de guinada fosse bloqueado. Para isso, a plataforma foi construída com uma base de madeira com dois arames de aço fixos nela e que se estendem até o teto. Os arames de aço atravessam a estrutura do VANT em pontos que interferem o mínimo possível nos movimentos de arfagem e rolagem. Esses fios não só impedem o movimento de guinada, mas também a translação da estrutura. A base de testes com os arames pode ser visualizada na Figura 5.17.

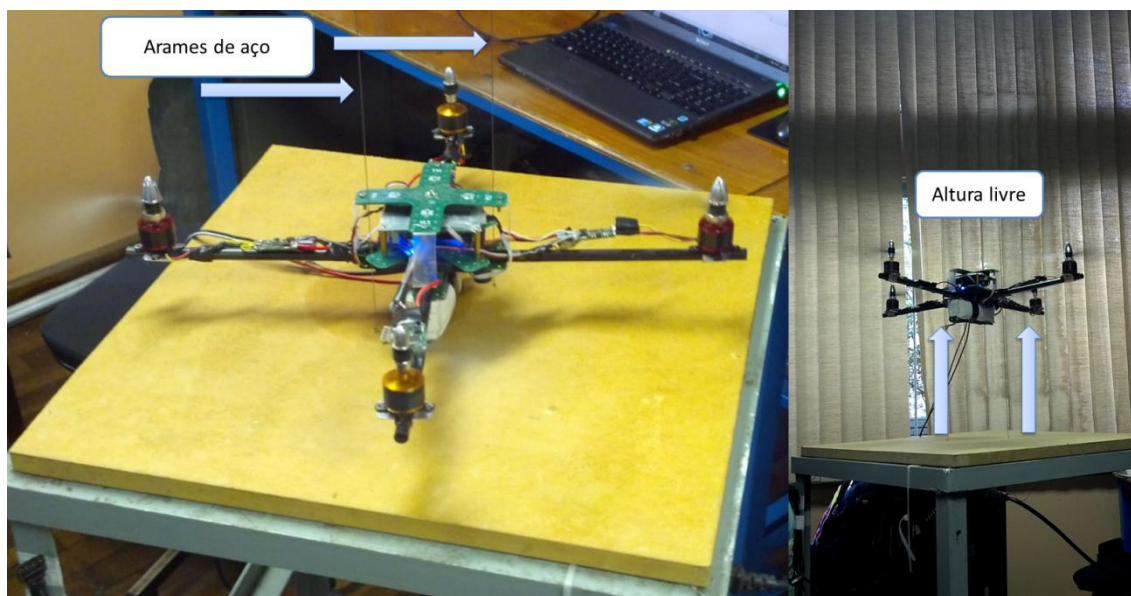


Figura 5.17 - Plataforma de testes com arames de aço fixos na base da estrutura e no teto, passando por pequenos furos na estrutura do VANT, permitindo os movimentos de arfagem e rolagem em conjunto com a altura e com o movimento de guinada fixo

Durante os testes, um dos motores do VANT apresentou problemas, não respondendo linearmente ao PWM aplicado. Foi constatado através de medições, que uma das fases do motor estava queimada. Com isso, um par de motores foi substituído por outros de potência equivalente, a fim de manter a simetria do eixo. Os motores não tinham a mesma resposta de PWM aplicado quando comparados aos motores do projeto. Devido a esta resposta diferenciada, o controle de altura se mostrou instável, necessitando de uma nova identificação dos motores, mas não houve tempo hábil para isso. O gráfico (a) apresenta a altura do modelo (em vermelho) e o valor de *set point* (em preto) definido enquanto o gráfico (b) apresenta o controle da resposta à altura. Os gráficos podem ser vistos na Figura 5.18.

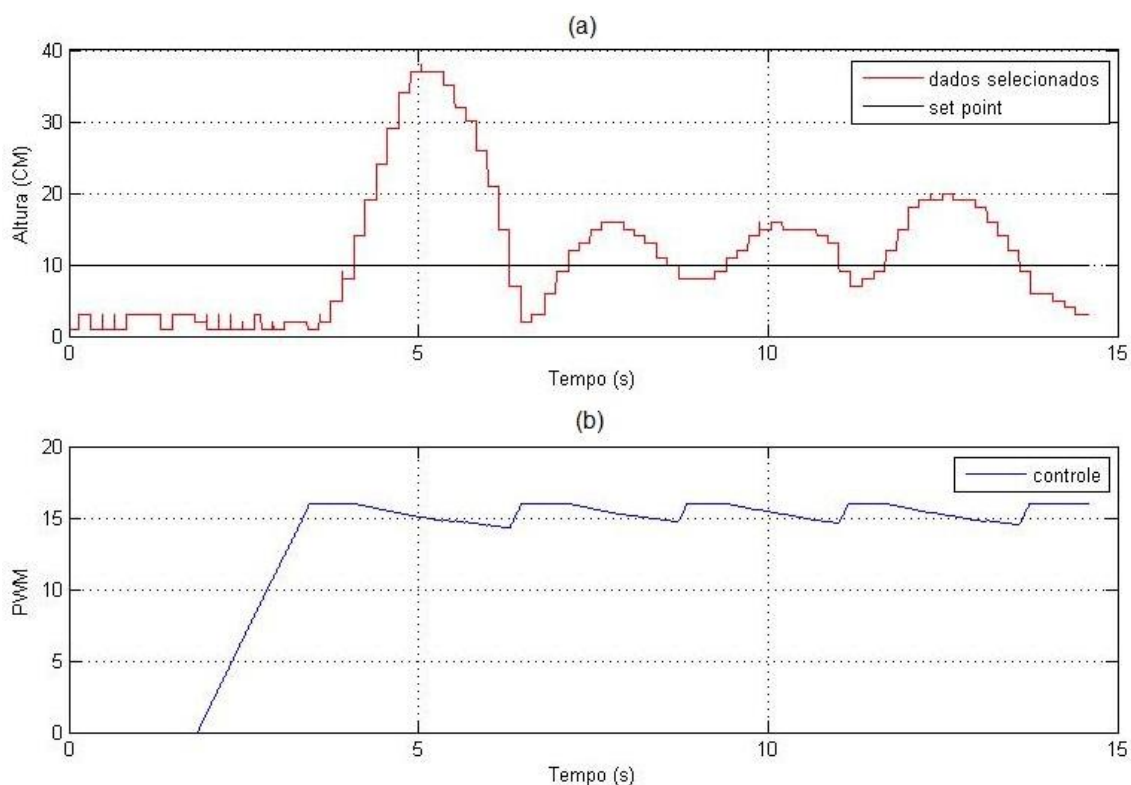


Figura 5.18 - Gráficos da altura (a), apresentando os dados da altura em vermelho e o valor de *set point* em preto, e do controle (b)

Para o cálculo do ângulo do movimento de guinada, estava utilizando-se os valores de variação angular no eixo Z através do giroscópio em conjunto com os valores de referência do magnetômetro, como apresentado no capítulo 0. Mas os motores acabaram por gerar grandes interferências nos valores do magnetômetro, resultando em medidas ruidosas e não confiáveis. Foi observado que o ângulo calculado somente com o giroscópio não sofria grandes variações, aproximadamente 1 grau por minuto. Assim, o controle de guinada foi realizado apenas com o ângulo resultante do giroscópio. Foi reutilizada a plataforma de testes da Figura 6.12, mas o protótipo foi preso na haste através de um fio de *nylon*, permitindo assim o movimento de guinada em conjunto com os movimentos de arfagem e rolagem. Nesse caso, os valores de PWM ficaram abaixo do valor médio estabelecido para voo, deste modo o protótipo não realizou nenhum movimento na vertical. O gráfico resultante pode ser visto na Figura 5.19. É possível observar que houve uma variação no ângulo de guinada, mas que não é proveniente da deriva do giroscópio.

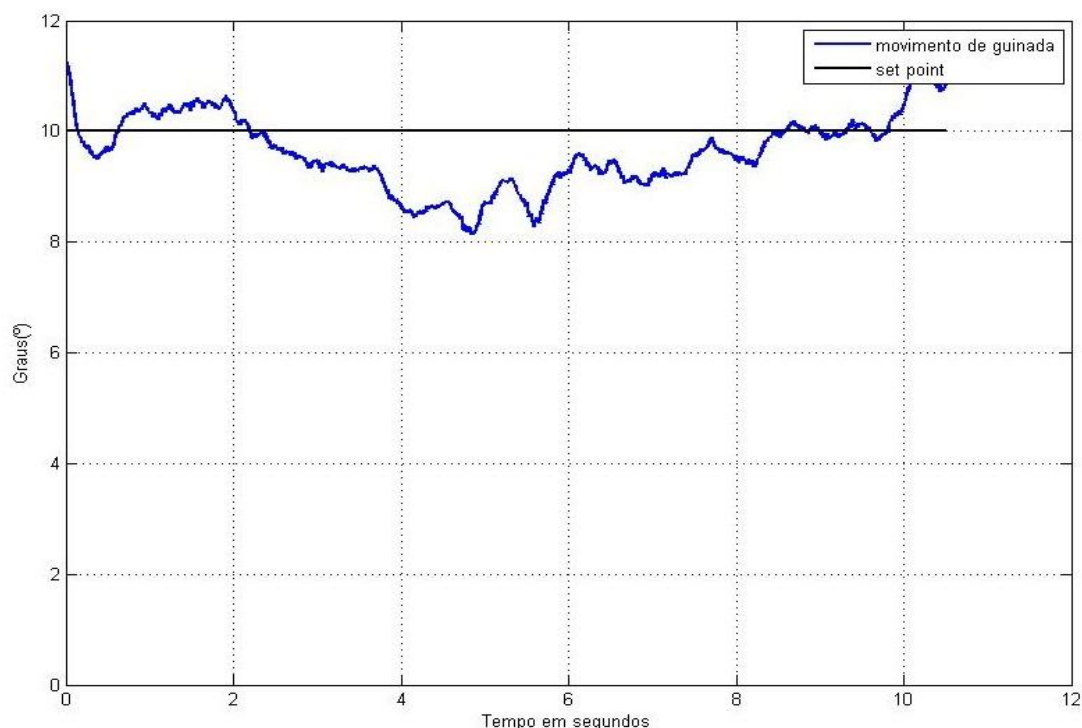


Figura 5.19 - Gráfico do movimento de guinada com controle sendo representado pela linha em azul e com *set-point* sendo representado pela linha em preto

Devido à substituição dos motores, aplicar todos os controles simultaneamente, deixando o quadricóptero livre em todos os eixos, tornou-se inviável, pois o controle de altura não converge, gerando instabilidade e fazendo com que o protótipo realize um grande movimento de translação. Foi observado que os novos motores utilizados possuem uma resposta mais rápida em relação ao PWM aplicado. Então, quando há oscilações no movimento de guinada, o controle opera subtraindo ou somando uma parcela igual nos motores do mesmo eixo e de sinal oposto a operação realizada nos motores do outro eixo. Com isso, quando era somado um valor nos motores que foram substituídos, o protótipo ganhava altura e quando era subtraído um valor deles, para ser adicionado nos motores de eixo perpendicular, o protótipo perdia altura.

CONCLUSÕES

O protótipo utilizado no início do projeto sofreu diversas alterações tanto a nível de *hardware* como *software*. A melhoria da resolução e redução do tempo de resposta dos controladores de velocidade dos motores (ESC) foi essencial para obter uma maior estabilidade do sistema. Devido à baixa resolução do ESC na sua versão original, não era possível garantir uma boa estabilidade do protótipo, resultando em oscilações aleatórias e disformes durante o voo. Após mudança no circuito do ESC, o número de passos do PWM passou de 128 para 2048.

Outro fator que influenciou na estabilidade do modelo foi o balanceamento do conjunto hélices-motores. A plataforma caracterizadora dos motores foi melhorada, passando-se a utilizar uma célula de carga de uma balança comercial de precisão, o que permitiu uma melhor qualidade na aquisição dos dados de empuxo e também no processo de balanceamento. Para o cálculo da velocidade dos motores foram utilizados os próprios pulsos de comutação das bobinas dos motores, disponíveis nos ESCs. Além da medida de rotação e empuxo, são também adquiridos os sinais de tensão e corrente DC em função do valor do PWM, o que permite calcular a eficiência dos motores e também estimar a autonomia do quadricóptero.

Outro aspecto analisado no trabalho foi a filtragem dos sinais. O filtro complementar foi o utilizado nesta solução em conjunto com o controlador PID, mas também foi verificado o filtro de Kalman, que possui uma maior confiabilidade. Estes filtros foram aplicados em algoritmos de fusão de sensores, de modo a extrair as melhores características de 2 ou mais sensores, aumentando assim a qualidade e confiabilidade das medidas de ângulos e deslocamentos. No caso do movimento de guinada, que depende das medidas do magnetômetro, as medidas mostraram-se instáveis quando os motores estão em funcionamento, entretanto foi possível realizar o controle utilizando apenas o sinal do giroscópio. O filtro de Kalman apresentou-se como a melhor solução para o fusionamento de sensores de localização, como o GPS e o acelerômetro. Mas, nos testes efetuados com o módulo GPS

disponível, houve erros significativos que foram atribuídos à baixa qualidade do sinal fornecido por este módulo.

Nos resultados apresentados, foi possível mostrar a estabilidade do VANT em diferentes bancadas de testes, colocando em prova os controladores trabalhando sozinhos ou em paralelo aos outros controladores. Estes resultados demonstraram que o modelo identificado está, de fato, muito próximo ao real, dentro da faixa de velocidades de rotação dos motores utilizada. Ainda há componentes que não foram considerados na etapa de identificação do modelo e que posteriormente devem ser levados em conta para melhorar o grau de confiabilidade.

Devido à não linearidade presente no sistema, o controlador pode não atender aos requisitos quando a velocidade de todos os motores aumentarem simultaneamente, como por exemplo, quando há a necessidade do ganho de altitude. Este problema pode ser solucionado com a aplicação de um controle adaptativo, onde haveria o componente PID, trabalhando em conjunto com um controlador Fuzzy, que de acordo com a velocidade atual dos motores, ajustaria automaticamente os coeficientes do PID. Técnicas de controle estão sendo implementadas para melhorar o funcionamento do quadricóptero em voo livre. A técnica sendo implementada atualmente é a do PID Adaptativo, onde os valores do PID são auto ajustáveis de acordo com a resposta do sistema.

Não houve tempo hábil para realizar voos livres com o protótipo. Um fator impactante foi a substituição dos motores, pois não foi possível refazer a identificação destes novos motores para que o controlador pudesse recalcular o PWM adaptando-se a sua curva de resposta. Ainda assim, alguns aspectos precisariam ser melhorados tais como a redução do ruído de "alta frequência" presente na resposta do modelo real. Em condições de voo este ruído poderia levar a instabilidades que comprometeriam a segurança do ensaio.

REFERÊNCIAS

- Achtelik, M., Zhang, T., Kühnlenz, K., & Buss, M. (2009). Visual Tracking and Control of a Quadcopter Using a Stereo Camera System and Inertial Sensors. *International Conference on Mechatronics and Automation*, (pp. 2863 - 2869). Changchun.
- Aguirre, L. A. (2007). Introdução à identificação de sistemas: técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais. In: L. A. Aguirre, *Introdução à identificação de sistemas: técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais* (3 ed., pp. 145 - 149). Belo Horizonte, Minas Gerais: Editora UFMG.
- Ahmad, A., & Wang, D. (Abril de 2008). Dynamic Modeling and Nonlinear Control Strategy for an Underactuated Quad Rotor Rotorcraft. *Journal of Zhejiang University (Science A)*, 9(4), 539 - 545.
- Altug, E., Ostrowski, J. P., & Taylor, C. J. (Maio de 2005). Control of a quadrotor helicopter using dual cameravisual feedback. *The International Journal of Robotics Research*, 24(5), 329 - 341.
- Amazon. (Fev de 2014). Fonte: Site da Amazon: <http://www.amazon.com/DJI-Phantom-Aerial-Drone-Quadcopter/dp/B00AGOSQI8>
- ARM. (Jan de 2014). ARM The Architecture for Digital World.
- Åström, K. J., & Hägglund, T. (1995). *PID Controllers: theory, design and tuning* (2nd ed.). (A. Drive, Ed.) Research Triangle Park, North Carolina: Instrument Society of America.
- Åström, K. J., & Wittenmark, B. (1997). *Computer-Controlled Systems: Theory and Design* (3 ed.). Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall.
- Bazanella, A. S., & da-Silva, J. G. (2005). *Sistemas de Controle: princípios e métodos de projeto* (1 ed.). Porto Alegre, RS: Editora UFRGS.
- Beretta, G. (08 de set de 2014). *The Mostly Color Channel*. Acesso em 08 de setembro de 2014, disponível em Musings — mostly about color art,

science, and technology: <http://www.mostlycolor.ch/2012/06/mobile-color-selection-feedback.html>

Biedenharn, L. C., & Louck, J. D. (1981). *Angular Momentum in Quantum Physics*. Reading, Mass: Cambridge University Press.

Bouabdallah, S. (2007). *Design and control of quadrotors with application to autonomous flying*. Tese de Doutorado, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne.

Bresciani, T. (2008). *Modelling, Identification and Control of a Quadrotor Helicopter*. Universidade de Lund, Lund.

Chen, C. T. (1999). *Linear System Theory and Design* (3 ed.). New York, NY: Oxford University Press.

Colton, S. (Julho de 2007). Fonte: Massachusetts Institute of Technology: <http://web.mit.edu/scolton/www/filter.pdf>

Costa, S. E. (2008). *Controle e Simulação de um Quadrirotor Convencional*. Dissertação de Mestrado, Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa.

dji. (Fev de 2014). *Phantom - Ready to Fly Aerial Filming Multirotor System with Gopro Mount*. Acesso em 22 de Fevereiro de 2014, disponível em Site da dji: <http://www.dji.com/product/phantom/>

Domingues, J. (2009). *Quadrotor Prototype*. Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa.

Draganfly Innovations Inc. (Jul de 2014). Fonte: Innovative UAV Aircraft & Aerial Video Systems: <http://www.draganfly.com/news/2009/06/17/the-physics-of-vtol-uav-flight-force-acceleration-and-velocity-explained/>

Extreme, Deal. (Novembro de 2013). Fonte: Site do Deal Extreme: <http://dx.com/p/hc-06-wireless-bluetooth-serial-pass-through-module-for-arduino-works-with-official-arduino-board-238364>

- Ghadiok, V., Goldin, J., & Ren, W. (2011). Autonomous Indoor Aerial Gripping Using a Quadrotor. *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, (pp. 4645 - 4651). San Francisco, CA.
- Guimarães, J. P., Laura, T. L., Sanca, A. S., Schildt, A. N., de-Deus, M. S., Alsina, P. J., et al. (2012). Fully Autonomous Quadrotor: A Testbed Platform for Aerial Robotics Tasks. *Brazilian Robotics Symposium and Latin American Robotics Symposium*, (pp. 68 - 73). Fortaleza.
- Hepperle, M. (Novembro de 2013). Fonte: Aerodynamic Characteristics of Propellers: <http://www.mh-aerotoools.de/airfoils/propuls3.htm>
- Isermann, R. (1989). *Digital Control Systems: Fundamentals, Deterministic Control* (2nd ed.). Nova Iorque, Nova Iorque: Springer.
- Koivo, H. N., & Tantt, J. T. (1991). Tuning of PID controllers: survey of SISO and MIMO techniques. *IFAC Symposium*, (pp. 75 - 80). Singapura.
- Marks, P. (Março de 2013). Grabby flying drones get arms and legs. *New Scientist*, 217(2908), 21.
- Mbed. (2014). Acesso em 08 de set de 2014, disponível em Development Platform for Devices: <https://mbed.org/>
- Melo, M. d. (2007). *Geofísica Aplicada à Arqueologia: Investigação no Sítio Histórico Engenho Murutucu, em Belém, Pará*. Tese de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Belém.
- MicroStrain. (Nov de 2013). Fonte: Lord MicroStrain Sensing Systems: <http://www.microstrain.com/inertial/3dm-gx1>
- NMEA. (Janeiro de 2014). Fonte: National Marine Electronics Association: http://www.nmea.org/content/nmea_standards/nmea_0183_v_410.asp
- NXP Semiconductors. (Dez de 2013). Fonte: NXP Semiconductors Web Site: http://www.nxp.com/documents/user_manual/UM10360.pdf
- Pastor, E., Lopes, J., & Royo, P. (Julho de 2007). UAV Payload and Mission Hardware/Software Architecture. *IEEE A&E Systems Magazine*.

- Patrick, J. (Novembro de 2013). Fonte: Embedded:
<http://www.embedded.com/design/embedded/4023975/Serial-Protocols-Compared>
- Paula, J. C. (2012). *Desenvolvimento de um VANT do Tipo Quadrirrotor para Obtenção de Imagens Aéreas de Alta Definição*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Paraná, Curitiba.
- Raffo, G. V. (2007). *Modelado y Control de un Helicóptero Quadrotor*. Tese de Mestrado, Universidade de Sevilla, Sevilla.
- Secchin, A. d. (2010). *Implementação de um Quadrotor como Plataforma de Desenvolvimento para Algoritmos de Controle*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória.
- Tayebi, A., & McGilvray, S. (Maio de 2006). Attitude Stabilization of a VTOL Quadrotor Aircraft. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, 14(3), 562 - 571.
- Van Overschee, P., & De Moor, B. (2000). RaPID: the end of heuristic PID tuning, Preprints of Proceedings of PID. *IFAC Workshop on digital control*, (pp. 687 - 692). Terrassa.
- Xsens. (Novembro de 2013). Fonte: Xsens - Inertial Sensor Technology:
<http://www.xsens.com/en/general/mti-g>
- Xsens. (Nov de 2013). Fonte: Xsens - Inertial Sensor Technology:
<http://www.xsens.com/en/general/mtx>
- Yedamale, P. (Novembro de 2003). Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals.

ANEXO A – CÁLCULO DOS ÂNGULOS DO QUADRIRROTOR

Demonstração das equações do ângulo de arfagem e de rolagem do modelo. As coordenadas do quadrirrotor com o referencial terrestre podem ser denotadas por:

$$\begin{pmatrix} X \\ y \\ z \end{pmatrix} = RX(\theta) \cdot RY(\varphi) \cdot RZ(\psi) \begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \end{pmatrix}$$

Com $RX(\theta)$ sendo

$$RX(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} RY(\varphi) = \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & 0 & -\sin(\varphi) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(\varphi) & 0 & \cos(\varphi) \end{pmatrix} RZ(\psi) = \begin{pmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Também é possível denotar as coordenadas terrestres no referencial do quadrirrotor pela seguinte equação

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \end{pmatrix} = RZ(\psi) \cdot RY(\varphi) \cdot RX(\theta) \cdot \begin{pmatrix} X \\ y \\ z \end{pmatrix}$$

Com

$$R_x(\theta) = RX(\theta)^{-1} = RX(-\theta) R_y(\varphi) = RY(\varphi)^{-1} = RY(-\varphi) R_z(\psi) = RZ(\psi)^{-1} = RZ(-\psi)$$

É expresso então que as coordenadas do vetor da componente gravitacional no referencial terrestre são iguais a:

$$\begin{pmatrix} AX \\ AY \\ AZ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1G \end{pmatrix}$$

e em função da aceleração medida $\begin{pmatrix} Ax \\ Ay \\ Az \end{pmatrix}$ para a aceleração fixa ao referencial do quadrirrotor denota-se por:

$$\begin{pmatrix} AX \\ AY \\ AZ \end{pmatrix} = R_y(\varphi) \cdot R_x(\theta) \begin{pmatrix} Ax \\ Ay \\ Az \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1G \end{pmatrix}$$

Substituindo os termos, então:

$$\begin{pmatrix} AX \\ AY \\ AZ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ -\sin \varphi & +\sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ax \\ Ay \\ Az \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \varphi \cdot Ax + \sin \theta \cdot \sin \varphi \cdot Ay + \cos \theta \sin \varphi \cdot Az \\ \cos \theta \cdot Ay - \sin \theta \cdot Az \\ -\sin \varphi \cdot Ax + \sin \theta \cos \varphi \cdot Ay + \cos \theta \cos \varphi \cdot Az \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1G \end{pmatrix}$$

na qual é possível obter a expressão do movimento de rolagem através da equação:

$$\tan(\theta) = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)} = \frac{Ay}{Az} \Rightarrow \theta = \text{atan2}\left(\frac{Ay}{Az}\right) \in [-\pi, \pi]$$

e a expressão do movimento de arfagem é dado pela equação:

$$\tan(\varphi) = \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} = \frac{-Ax}{\cos(\varphi) Az + \sin(\varphi) Ay} \Rightarrow \varphi = \text{atan}\left(\frac{-Ax}{\cos(\varphi) Az + \sin(\varphi) Ay}\right) \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$$

Cálculo do movimento de guinada utilizando o sensor magnetômetro. O campo magnético terrestre, expresso no referencial terrestre é descrito por:

$$\vec{B}_{\text{earth}} = \begin{pmatrix} BX \\ BY \\ BZ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B \cdot \cos \alpha \cos \delta \\ B \cdot \cos \alpha \sin \delta \\ -B \cdot \sin \alpha \end{pmatrix}$$

O campo magnético no referencial terrestre em função da medida $\begin{pmatrix} Bx \\ By \\ Bz \end{pmatrix}$ para o magnetômetro em referência ao quadricóptero é expresso por:

$$\begin{pmatrix} BX \\ BY \\ BZ \end{pmatrix} = R_z(\psi) \cdot R_y(\varphi) \cdot R_x(\theta) \cdot \begin{pmatrix} Bx \\ By \\ Bz \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B \cos \alpha \cos \delta \\ B \cos \alpha \sin \delta \\ -B \sin \alpha \end{pmatrix} \Rightarrow R_z(\psi) \begin{pmatrix} BX \\ BY \\ BZ \end{pmatrix} = R_y(\varphi) R_x(\theta) \begin{pmatrix} Bx \\ By \\ Bz \end{pmatrix}$$

Desenvolvendo as matrizes de rotação, obtêm-se:

$$\begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} BX \\ BY \\ BZ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ -\sin \varphi & +\sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Bx \\ By \\ Bz \end{pmatrix}$$

Foi desenvolvido os produtos da matriz:

$$\begin{pmatrix} B \cdot \cos \alpha \cos \delta \cos \psi + B \cdot \cos \alpha \sin \delta \sin \psi \\ -B \cdot \cos \alpha \cos \delta \sin \psi + B \cdot \cos \alpha \sin \delta \cos \psi \\ -B \cdot \sin \alpha \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \varphi \cdot Bx + \sin \theta \cdot \sin \varphi \cdot By + \cos \theta \sin \varphi \cdot Bz & (1) \\ \cos \theta \cdot By - \sin \theta \cdot Bz & (2) \\ -\sin \varphi \cdot Bx + \sin \theta \cos \varphi \cdot By + \cos \theta \cos \varphi \cdot Bz & (3) \end{pmatrix}$$

E fazendo (1)/(2) e fatorando, foi obtido:

$$\tan \psi = \frac{\sin \delta \cdot [\cos \varphi \cdot B_x + \sin \theta \sin \varphi \cdot B_y + \cos \theta \sin \varphi \cdot B_z] - \cos \delta \cdot [\cos \theta \cdot B_y - \sin \theta \cdot B_z]}{\cos \delta \cdot [\cos \varphi \cdot B_x + \sin \theta \sin \varphi \cdot B_y + \cos \theta \sin \varphi \cdot B_z] - \sin \delta \cdot [\cos \theta \cdot B_y - \sin \theta \cdot B_z]}$$

A expressão da componente gravitacional

A aceleração medida $\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix}$ no referencial do quadricóptero em função da aceleração no referencial terrestre pode ser escrito como:

$$\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix} = R_X(\theta) R_Y(\varphi) \begin{pmatrix} A_X \\ A_Y \\ A_Z \end{pmatrix}$$

Sem nenhum movimento:

$$\begin{pmatrix} A_X \\ A_Y \\ A_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1G \end{pmatrix}$$

Desenvolvendo, obteve-se as componentes do campo gravitacional no referencial do quadricóptero:

$$\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & 0 & -\sin(\varphi) \\ \sin(\theta)\sin(\varphi) & \cos(\theta) & \sin(\theta)\cos(\varphi) \\ \cos(\theta)\sin(\varphi) & -\sin(\theta) & \cos(\theta)\cos(\varphi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1G \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1G \cdot \sin(\varphi) \\ 1G \cdot \sin(\theta)\cos(\varphi) \\ 1G \cdot \cos(\theta)\cos(\varphi) \end{pmatrix}$$

Então para obter a aceleração real do quadricóptero $\begin{pmatrix} \overline{A_x} \\ \overline{A_y} \\ \overline{A_z} \end{pmatrix}$ basta subtrair as medidas da aceleração das componentes do vetor gravidade, como a seguir:

$$\begin{pmatrix} \overline{A_x} \\ \overline{A_y} \\ \overline{A_z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -1G \cdot \sin(\varphi) \\ 1G \cdot \sin(\theta) \cos(\varphi) \\ 1G \cdot \cos(\theta) \cos(\varphi) \end{pmatrix}$$

Aceleração em coordenadas NED (*north, east, down*). A relação da aceleração do quadrrorotor com seu referencial e a aceleração com o referencial terrestre NED é dada pela seguinte equação:

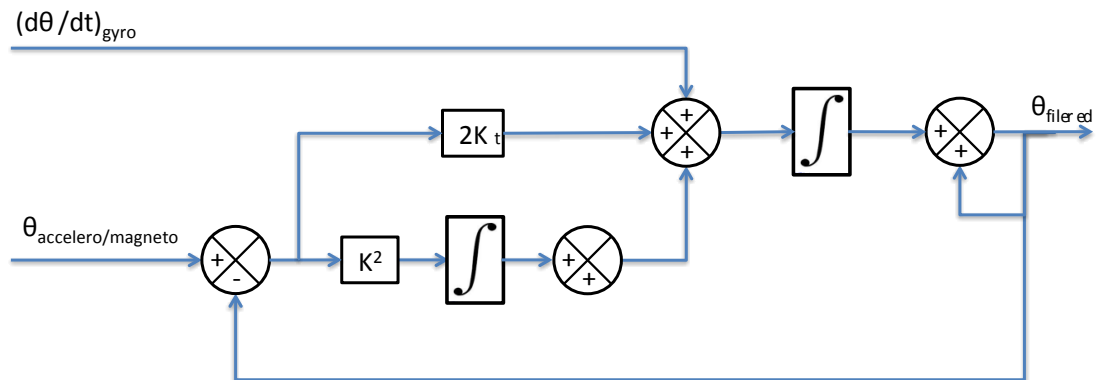
$$\begin{pmatrix} \overline{A_X} \\ \overline{A_Y} \\ \overline{A_Z} \end{pmatrix} = R_z(\theta) R_y(\varphi) R_x(\psi) \begin{pmatrix} \overline{A_x} \\ \overline{A_y} \\ \overline{A_z} \end{pmatrix}$$

Desenvolvendo esta equação:

$$\begin{pmatrix} \overline{A_X} \\ \overline{A_Y} \\ \overline{A_Z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\varphi) \cos(\psi) & \sin(\theta) \sin(\varphi) \cos(\psi) - \cos(\theta) \sin(\psi) & \sin(\theta) \sin(\psi) + \cos(\theta) \sin(\varphi) \cos(\psi) \\ \cos(\varphi) \sin(\psi) & \sin(\theta) \sin(\varphi) \sin(\psi) + \cos(\theta) \cos(\psi) & \cos(\theta) \sin(\theta) \sin(\varphi) - \cos(\psi) \sin(\theta) \\ -\sin(\varphi) & \sin(\theta) \cos(\varphi) & \cos(\theta) \cos(\varphi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \overline{A_x} \\ \overline{A_y} \\ \overline{A_z} \end{pmatrix}$$

ANEXO B – FILTRO COMPLEMENTAR

Esquemático analógico do filtro complementar de segunda ordem



A relação entre o ganho K e a constante de tempo τ encontrada comparando o filtro complementar de segunda ordem e o filtro complementar de primeira ordem foi encontrada de forma experimental, resultando na relação a seguir:

$$K = 2f_c = \frac{1}{\pi\tau}$$

As linhas de código permitem o cálculo do ângulo filtrado (sem inicialização):

```
Temp1 = (AnguloAcelero - Angulo)*K*K;
```

```
Temp2 = dt*Temp1 + Temp2;
```

```
Temp3 = AngularSpeedGyro + Temp2 + 2*K*(AnguloAcelero - Angulo);
```

```
Angulo = (Temp3)*dt + Angulo;
```


ANEXO C – FILTRO DE KALMAN

A seguir são descritos os detalhes do Filtro de Kalman. Um sistema linear discreto é escrito da maneira a seguir:

$$X_k = FX_{k-1} + Bu_k + w_k$$

$$z_k = HX_k + v_k$$

Para identificação com o sistema linear que rege nos ângulos:

$$\begin{pmatrix} \theta(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta(t-dt) \\ \dot{\theta}(t-dt) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} dt \\ 1 \end{pmatrix} \dot{\theta}_{\text{gyro}}(t) + \begin{pmatrix} dt \\ 1 \end{pmatrix} \dot{\theta}_{\text{gyronoise}}(t)$$

$$\theta_{\text{accelero}}(t) = (1 \ 0) \begin{pmatrix} \theta(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{pmatrix} + \theta_{\text{acceleronoise}}(t)$$

Identificando:

$$X_k = \begin{pmatrix} \theta_k \\ \dot{\theta}_k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{pmatrix} \text{ et } X_{k-1} = \begin{pmatrix} \theta_{k-1} \\ \dot{\theta}_{k-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta(t-dt) \\ \dot{\theta}(t-dt) \end{pmatrix}$$

$$F = (1) \ ; \ B = \begin{pmatrix} dt \\ 1 \end{pmatrix} \ ; \ H = (1 \ 0)$$

$$u_k = \dot{\theta}_{k\text{gyro}}$$

$$z_k = \theta_{k\text{accelero}}$$

$$v_k = (1)\theta_{k\text{acceleronoise}} = V\theta_{k\text{acceleronoise}}$$

$$w_k = \begin{pmatrix} dt \\ 1 \end{pmatrix} \dot{\theta}_{k\text{gyronoise}} = W\dot{\theta}_{k\text{gyronoise}}$$

Nas etapas do filtro, nota-se $x_{k|k}$ a saída do filtro, o primeiro índice correspondente ao estado estimado, o segundo ao estado previsto.

A predição do estado seguinte é dada por:

$$x_{k|k-1} = Fx_{k-1|k-1} + Bu_k$$

e a predição da matriz de covariância do erro é dada por:

$$P_{k|k-1} = FP_{k-1|k-1}F^T + Q$$

onde Q é a matriz de covariância do ruído do sistema, considerando que este ruído é distribuído.

A inicialização $P_{k-1|k-1}$ deve conter unicamente zeros se for dado uma confiança absoluta ao valor inicial $x_{k|k}$. A etapa de atualização altera as seguintes variáveis:

- Erro de medida: $y_k = z_k - Hx_{k|k-1}$
- Covariância do erro de medida: $S_k = HP_{k|k-1}H^T + R$
- Cálculo do ganho ótimo: $K_k = RS^{-1}$
- Update do estado estimado: $x_{k|k} = x_{k|k-1} + K_k y_k$
- Update da matriz de covariância do erro: $P_{k|k} = (I - K_k H_k)P_{k|k-1}$
- Onde R é a matriz de covariância do ruído da medida.
- Pode-se calcular R e Q da seguinte maneira:
- $Q = W\text{variancia_do_ruído_do_sistema}W^T$
- $R = V\text{variancia_do_ruído_da_medida}V^T$

Filtro de Kalman utilizando GPS e acelerômetro.

O sistema linear é descrito por:

$$X_k = FX_{k-1} + Bu_k + w_k$$

$$z_k = HX_k + v_k$$

Pode escrever da mesma maneira o sistema linear seguido pela posição e pela velocidade do modelo segundo o eixo Leste-Oeste:

$$\begin{pmatrix} X_k \\ \dot{X}_k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & dt \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{k-1} \\ \dot{X}_{k-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{dt^2}{2} \\ dt \end{pmatrix} \ddot{X}_k$$

$$X_{kGPS} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_k \\ \dot{X}_k \end{pmatrix} + X_{kGPSnoise}$$

Com $\ddot{X}_k = \overline{AX}_k + \overline{AX}_{knoise}$ a aceleração segundo o eixo Leste-Oeste.

Para identificação: $X_k = \begin{pmatrix} X \\ \dot{X} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{posição} \\ \text{velocidade} \end{pmatrix}$

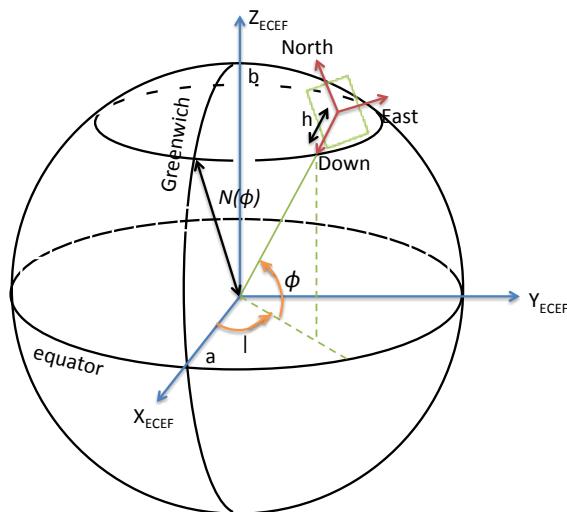
$$F = \begin{pmatrix} 1 & dt \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} \frac{dt^2}{2} \\ dt \end{pmatrix}; H = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$Q = \begin{pmatrix} \frac{dt^4}{4} & \frac{dt^3}{2} \\ \frac{dt^3}{2} & dt^2 \end{pmatrix} * \sigma^2(\overline{AX}_{knoise})$$

$$R = \sigma^2(X_{kGPS})$$

ANEXO D – COORDENADAS GEOGRÁFICAS ECEF E NED

A figura apresentada abaixo, mostra três sistemas de coordenadas possíveis para representar uma posição terrestre: o sistema ECEF (Earth Centered Earth Fixed), o sistema geográfico (latitude, longitude, altitude) e NED (North East Down).



onde λ é a longitude, ϕ a latitude e h a altitude (acima do nível médio do mar).

Para as coordenadas ECEF:

$$X_{ECEF} = (N(\phi) + h) \cos(\phi) \cos(\lambda)$$

$$Y_{ECEF} = (N(\phi) + h) \cos(\phi) \sin(\lambda)$$

$$Z_{ECEF} = (N(\phi)(1 - e^2) + h) \sin(\phi)$$

onde

$$N(\phi) = \frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2(\phi)}}$$

$$e^2 = 1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2 = 0,006\,694\,379\,990\,14$$

a representa o raio do equador = 6 378 137.0 m

b o raio do polo = 6 356 752.3142 m

O ponto de referência NED $\begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \end{pmatrix}$ é representado em vermelho, pela figura apresentada anteriormente, o plano formado pelos vetores X e Y é tangente a superfície da terra, horizontal e elevado de uma altitude h. A fim de conhecer tais coordenadas é necessário fornecer um ponto de referência, como por exemplo a posição de início do voo, pelas coordenadas ECEF $\begin{pmatrix} X_{ECEF \text{ start}} \\ Y_{ECEF \text{ start}} \\ Z_{ECEF \text{ start}} \end{pmatrix}$.

Assim:

$$\begin{pmatrix} N \\ E \\ D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\sin(\phi_{start})\cos(\lambda_{start}) & -\sin(\phi_{start})\sin(\lambda_{start}) & \cos(\phi_{start}) \\ -\sin(\lambda_{start}) & \cos(\lambda_{start}) & 0 \\ -\cos(\phi_{start})\cos(\lambda_{start}) & -\cos(\phi_{start})\sin(\lambda_{start}) & -\sin(\phi_{start}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{ECEF} - X_{ECEF \text{ start}} \\ Y_{ECEF} - Y_{ECEF \text{ start}} \\ Z_{ECEF} - Z_{ECEF \text{ start}} \end{pmatrix}$$

obtendo as coordenadas ENU (East North Up)

$$\begin{pmatrix} E \\ N \\ U \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y \\ X \\ -Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N \\ E \\ D \end{pmatrix}$$

Para realizar a transformação para o sistema NED ou sistema geográfico utiliza-se a seguinte aproximação:

$$\lambda = \sin\left(\frac{Y}{N(\phi_{\text{start}})}\right) * \frac{180}{\pi} \simeq \frac{Y}{N(\phi_{\text{start}})} * \frac{180}{\pi}$$

$$\phi = \sin\left(\frac{X}{N(\phi_{\text{start}})}\right) * \frac{180}{\pi} \simeq \frac{X}{N(\phi_{\text{start}})} * \frac{180}{\pi}$$

$$h = Z + h_{\text{start}}$$